

CHƯƠNG MỞ ĐẦU:

CÁC HỆ THỨC VÀ KHÁI NIỆM CƠ BẢN

TRỊ TRUNG BÌNH CỦA MỘT ĐẠI LƯỢNG:

Gọi $i(t)$ là hàm biến thiên tuần hoàn theo thời gian với chu kỳ T_p . Trị trung bình của đại lượng i , viết tắt là I_{AV} được xác định theo hệ thức:

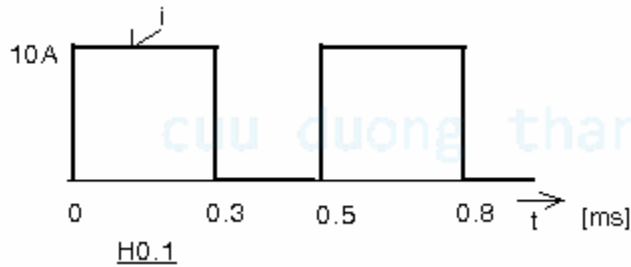
$$I_{AV} = \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_p} i(t).dt$$

Với t_0 là thời điểm đầu của chu kỳ được lấy tích phân.

Ta thường hay gặp các đại lượng trị trung bình được biểu diễn với chỉ số I_d (Direct ... một chiều) hoặc I_{AV} (Average trị trung bình), ví dụ điện áp trung bình U_{AV} , dòng điện trung bình I_{AV} .

Ví dụ 0-1

Xét quá trình dòng điện trên hình vẽ H0.1 , trị trung bình dòng điện cho bởi hệ thức:



$$I_d = \frac{1}{0.5} \int_0^{0.5} i(t).dt = \frac{1}{0.5} \int_0^{0.3} 10.dt = 6[A]$$

Trong nhiều trường hợp, thực hiện tích phân theo hàm biến thời gian phức tạp hơn thực hiện tích phân theo biến góc X với X cho bởi hệ thức:

$X=\omega.t$ với ω là tần số góc nào đó xác định.

Khi ấy, trị trung bình đại lượng theo góc X tính theo hệ thức:

$$I_d = \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{t_0+T_p} i(t).dt = \frac{1}{X_p} \int_{X_0}^{X_0+X_p} i(X).dX$$

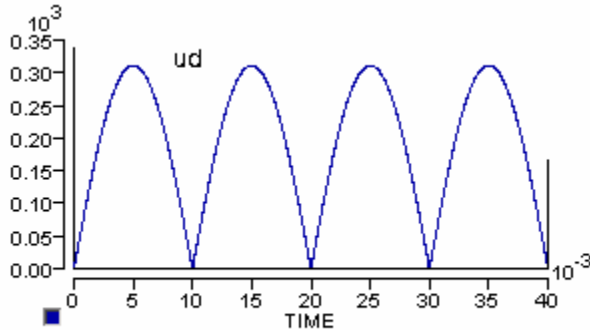
Với $X_0=\omega.t_0$; $X_p=\omega.T_p$; $X=\omega.t$; $dX=\omega.d(t)$

Ví dụ 0-2 :

Điện tử công suất 1

Tính trị trung bình điện áp chỉnh lưu của bộ chỉnh lưu cầu 1 pha không điều khiển. Hàm điện áp chỉnh lưu có dạng $u = U_m |\sin(\omega.t)|$; với $U_m = 220\sqrt{2}$ [V]; $\omega = 314$ [rad/s].

Giải:



H0.2

Dễ dàng thấy rằng, chu kỳ của dạng áp trên là $T_p = 0.01$ [s]. Đặt $X = 314.t$;

$X_p = 314.0.01 = \pi$ [rad].

Ta có:

$$U_d = \frac{1}{X_p} \int_{X_0}^{X_0 + X_p} u(X).dX = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 220\sqrt{2} \cdot \sin X.dX = 198[V]$$

Các trường hợp thường gặp:

Tải R:

Quan hệ giữa điện áp và dòng điện tức thời qua điện trở R cho bởi:

$$u_R = R.i_R$$

Lấy trị trung bình hai vế ta có:

$$U_{RAV} = R.I_{RAV}$$

Tải L:

$$\text{Ta có: } u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

Ở chế độ xác lập $i_L(t_0) = i_L(t_0 + T_p)$, trị trung bình điện áp trên L được xác định bằng cách lấy tích phân hai vế của hệ thức trên trong thời gian $(t_0, t_0 + T_p)$. Kết quả thu được:

$$U_{LAV} = 0$$

Tải RL:

Tương tự, ta có:

$$u_t = R.i_t + L \cdot \frac{di_t}{dt}$$

Trị trung bình áp:

$$U_{tAV} = R.I_{tAV} + U_{LAV} = R.I_{tAV}$$

$$\text{Từ đó: } I_{tAV} = U_{tAV}/R$$

Điện tử công suất 1

Trị trung bình dòng không phụ thuộc vào giá trị L mà chỉ phụ thuộc vào R và điện áp u_t .

Tải RLE:

$$u_t = R.i_t + L \cdot \frac{di_t}{dt} + E$$

Với E là sức điện động không đổi: $E = \text{const}$.

Kết quả: $U_{IAV} = R.I_{IAV} + E$ hay $I_{IAV} = (U_{IAV} - E)/R$

CÔNG SUẤT TRUNG BÌNH

Công suất tức thời của một tải tiêu thụ được xác định bằng tích điện áp và dòng điện tức thời dẫn qua tải đó, tức là:

$$p(t) = u(t).i(t)$$

Công suất trung bình được xác định bằng cách áp dụng cách tính trung bình vào đại lượng công suất tức thời $p(t)$, tức là:

$$P_{AV} = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} p(t).dt = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} u(t).i(t).dt$$

hoặc theo biến góc $X = \omega t$:

$$P_{AV} = \frac{1}{X_P} \int_0^{X_P} p(X).dX = \frac{1}{X_P} \int_0^{X_P} u(X).i(X).dX ; \quad X_P = \omega.T_P$$

Trường hợp dòng qua tải không đổi theo thời gian $i = \text{const} = I_{AV}$, công suất trung bình qua tải bằng tích của điện áp trung bình và dòng điện:

$$P_{AV} = U_{AV}.I = U_{AV}.I_{AV}$$

Trường hợp điện áp đặt trên tải không đổi theo thời gian $u = \text{const} = U_{AV}$, công suất trung bình của tải bằng tích điện áp và dòng điện trung bình:

$$P_{AV} = U.I_{AV} = U_{AV}.I_{AV}$$

Các trường hợp đặc biệt:

Tải R:

$$P_{AV} = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} u_R(t).i_R(t).dt = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} R.i_R^2(t).dt$$

$$P_{AV} = R \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} i_R^2(t).dt = R.I_{Rrms}^2$$

Tụ điện và cuộn kháng là các phần tử có khả năng dự trữ và không tiêu hao công suất. Để dàng dẫn giải hệ thức cho các tải L và C như sau.

Tải L: $P_{AV} = 0$

Tải C: $P_{AV} = 0$

Ví dụ 0.3

Giả sử, ta có nguồn áp cho như trong trường hợp ví dụ 0-2, tải RLE nối tiếp. Giả sử tải có $R=1\Omega$, L vô cùng lớn và $E=50V$. Tính trị trung bình dòng qua tải và công suất qua tải?

Giải:

$$U_{IAV} = 198 \text{ V (xem ví dụ 0.2)}$$

Điện tử công suất 1

Dòng qua tải trung bình:

$$I_{IAV} = (198 - 50) / 1 = 148 \text{ A}$$

Công suất trung bình qua tải: do L lớn vô cùng nên dòng qua tải không đổi trong suốt chu kỳ. Từ đó: $i_t = I_{IAV} = 148 \text{ A}$. Ta áp dụng được trong trường hợp này công thức:

$$P_t = U_{IAV} \cdot I_{IAV} = 198 \cdot 148 = 29304 \text{ W} = 29,3 \text{ kW}$$

TRỊ HIỆU DỤNG CỦA MỘT ĐẠI LƯỢNG

Giả thiết đại lượng i biến thiên theo thời gian theo một hàm tuần hoàn với chu kỳ T_p hoặc với chu kỳ theo góc $X_p = \omega \cdot T_p$. Trị hiệu dụng của đại lượng i được tính theo công thức:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_p} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T_p} i^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{X_p} \cdot \int_{X_0}^{X_0+X_p} i^2 \cdot dX}$$

Chỉ số RMS ...Root Mean Square... có nghĩa là trị hiệu dụng.

Ví dụ 0-4

Cho một điện áp dạng $u = U_m \cdot \sin(314 \cdot t) = 220\sqrt{2} \cdot \sin(314 \cdot t) [\text{V}]$.

a. Tính trị hiệu dụng của điện áp trên ?

Cho hàm u_1 và u_2 với tính chất sau:

$$u_1 = \begin{cases} u & ; u \geq 0 \\ 0 & ; u < 0 \end{cases}; \quad u_2 = \begin{cases} u & ; u \geq 0 \\ -u & ; u < 0 \end{cases}$$

b. Xác định trị trung bình và hiệu dụng của các điện áp u_1 và u_2 nêu trên.

Hướng dẫn:

a.

Chu kỳ của điện áp u là 2π [rad]. Trị hiệu dụng điện áp cho bởi hệ thức:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_p} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T_p} u^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} (U_m \cdot \sin X)^2 \cdot dX}$$

Lấy tích phân ta thu được kết quả:

$$U_{RMS} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 220 [\text{V}]$$

$$b. U_{1AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_m \cdot \sin x \cdot dx = \frac{U_m}{\pi} = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} = 99 \text{ V}$$

$$U_{2AV} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_m \cdot \sin x \cdot dx = \frac{U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 220 = 198 \text{ V}$$

$$U_{1rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (U_m \cdot \sin x)^2 \cdot dx} = U \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1 - \cos 2x}{2} \right) \cdot dx} = U \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{1}{2} x - \frac{\sin 2x}{4} \right) \Big|_0^\pi}$$

$$U_{1rms} = U \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\pi}{2}} = \frac{220}{\sqrt{2}} = 155,56 \text{ V}$$

$$U_{2rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (U_m \cdot \sin x)^2 \cdot dx} = U \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1 - \cos 2x}{2} \right) \cdot dx} = U \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{2} x - \frac{\sin 2x}{4} \right) \Big|_0^\pi}$$

Điện tử công suất 1

$$U_{rms} = U \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{\pi}{2}} = U = 220V$$

Ví dụ 0-5

Cho hàm tuần hoàn biểu diễn điện áp tải u trong một chu kỳ T như sau:

$$u = \begin{cases} U_m & ; \quad 0 \leq t < \gamma \cdot T \\ 0 & ; \quad \gamma \cdot T \leq t \leq T \end{cases} ; \quad 0 \leq \gamma \leq 1$$

Vẽ dạng sóng điện áp u và xác định trị hiệu dụng điện áp tải.

Hướng dẫn:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\gamma T} U_m^2 \cdot dt + \int_{\gamma T}^T 0^2 \cdot dt \right)} = U_m \cdot \sqrt{\gamma}$$

HỆ SỐ CÔNG SUẤT:

Hệ số công suất λ hoặc PF (Power Factor) đối với một tải được định nghĩa bằng tỉ số giữa công suất tiêu thụ P và công suất biểu kiến S mà nguồn cấp cho tải đó.

$$\lambda = PF = \frac{P}{S}$$

Trong trường hợp đặc biệt của nguồn áp dạng sin và tải tuyến tính chứa các phần tử như R, L, C không đổi và sức điện động dạng sin, dòng điện qua tải sẽ có dạng sin cùng tần số của nguồn áp với góc lệch pha có độ lớn bằng φ . Ta có hệ thức tính hệ số công suất như sau:

$$P = m \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

$$S = m \cdot U \cdot I$$

$$\lambda = \frac{P}{S} = \cos \varphi$$

Trong đó: U, I là các trị hiệu dụng của điện áp và dòng điện qua tải; m là tổng số pha.

Các bộ biến đổi công suất là những thiết bị có tính phi tuyến. Giả sử nguồn điện áp cung cấp có dạng sin và dòng điện qua nó có dạng tuần hoàn không sin. Dựa vào phân tích Fourier áp dụng cho dòng điện i , ta có thể tách dòng điện thành các thành phần sóng hài cơ bản $I_{(1)}$ cùng tần số với nguồn áp và các sóng hài bậc cao $I_{(2)}, I_{(3)}, \dots$. Dễ dàng thấy rằng, sóng điện áp nguồn và sóng hài cơ bản của dòng điện tạo nên công suất tiêu thụ của tải:

$$P = P_1 = m \cdot U \cdot I_{(1)} \cdot \cos \varphi_1$$

$\varphi_1 \dots$ góc lệch pha giữa điện áp và dòng điện sóng hài cơ bản.

Các sóng hài còn lại (bậc cao) tạo nên công suất ảo.

Ta có:

Điện tử công suất 1

$$S^2 = (m.U.I)^2 = m^2.U^2.(I_{(1)}^2 + I_{(2)}^2 + I_{(3)}^2 + \dots)$$

$$S^2 = m^2.U^2.I_{(1)}^2 + m^2.U^2.\sum_{j=2}^{\infty} I_{(j)}^2 = m^2.U^2.I_{(1)}^2.\cos^2 \varphi_1 + m^2.U^2.I_{(1)}^2.\sin^2 \varphi_1 + m^2.U^2.\sum_{j=2}^{\infty} I_{(j)}^2$$

$$S^2 = P^2 + Q_1^2 + D^2$$

với

$P = m.U.I_{(1)}.\cos \varphi_1$... công suất tiêu thụ của tải

$Q_1 = m.U.I_{(1)}.\sin \varphi_1$... công suất phản kháng (công suất ảo do sóng hài cơ bản của dòng điện tạo nên)

$$D = \sqrt{m^2.U^2.\sum_{j=2}^{\infty} I_{(j)}^2} \quad \dots \text{ công suất biến dạng (công suất ảo do các sóng hài bậc cao}$$

của dòng điện tạo nên). Khái niệm biến dạng (deformative) xuất hiện từ ý nghĩa tác dụng gây ra biến dạng điện áp nguồn của các thành phần dòng điện này vì khi đi vào lưới điện chúng tạo nên sụt áp tổng không sin trên trở kháng trong của nguồn, từ đó sóng điện áp thực tế cấp cho tải bị méo dạng.

Từ đó, ta rút ra biểu thức tính hệ số công suất theo các thành phần công suất như sau:

$$\lambda = PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2}}$$

Muốn tăng hệ số công suất, ta có thể:

- giảm Q_1 - công suất ảo của sóng hài cơ bản, tức thực hiện bù công suất phản kháng. Các biện pháp thực hiện như bù bằng tụ điện, bù bằng máy điện đồng bộ kích từ dư hoặc dùng thiết bị hiện đại bù bán dẫn (SVC - Static Var Compensator);

- giảm D - công suất ảo của các sóng hài bậc cao. Tùy theo phạm vi hoạt động của dây tần số của sóng hài bậc cao được bù, ta phân biệt các biện pháp sau đây:

* *lọc sóng hài*: áp dụng cho các sóng hài bậc cao lớn hơn sóng hài cơ bản đến giá trị khoảng kHz. Có thể sử dụng các mạch lọc cộng hưởng LC. Ví dụ dùng mạch lọc LC cộng hưởng với bậc 5, 7, 11... mắc song song với nguồn cần lọc.

* *khử nhiễu*: áp dụng cho các sóng bậc cao có tần số khoảng kHz đến hàng Mhz. Các sóng tần số cao này phát sinh từ các mạch điều khiển phát sóng với tần số cao hoặc do quá trình đóng ngắt các linh kiện công suất, các sóng hoạt động trong các mạch điện có khả năng phát sóng điện từ lan truyền vào môi trường và tạo nên tác dụng gây nhiễu cho các thiết bị xung quanh, thậm chí gây nhiễu cho chính bản thân mạch điều khiển các thiết bị công suất. Các thiết bị biến đổi công suất thường phải trang bị hệ thống khử nhiễu nghiêm ngặt. Một trong các biện pháp sử dụng là dùng tụ, dùng bọc kim dây dẫn hoặc dùng lưới chống nhiễu cho thiết bị.

Ngoài ra, có thể biểu diễn hệ số công suất theo hệ thức sau:

$$\lambda = PF = \frac{I_{(1)}}{I} \cdot \cos \varphi_1$$

PHÂN TÍCH FOURIER CHO ĐẠI LƯỢNG TUẦN HOÀN KHÔNG SIN

Đại lượng i tuần hoàn, chu kỳ T_p nhưng không sin có thể triển khai thành tổng các đại lượng dạng sin theo hệ thức:

Điện tử công suất 1

$$i = I_{AV} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \sin(n.X) + B_n \cdot \cos(n.X)$$

$$\text{với } I_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \cdot dX$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \cdot \sin(n.X) \cdot dX ; B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \cdot \cos(n.X) \cdot dX$$

Biên độ sóng hài bậc n của đại lượng i được xác định theo hệ thức:

$$I_{(n)m} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

Sử dụng hệ thức biên độ vừa tìm được, đại lượng i có thể viết lại dưới dạng:

$$i = I_{AV} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(n)m} \cdot \sin(n.X - \varphi_n)$$

$$\text{với } \varphi_n \text{ xác định theo hàm: } \varphi_n = \arctan \frac{B_n}{A_n}$$

Trị trung bình đại lượng i chính là hệ thức I_{AV} .

Trị hiệu dụng đại lượng i cho bởi hệ thức:

$$I_{rms} = \sqrt{I_{AV}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(n)}^2} = \sqrt{I_{AV}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{(n)m}^2}{2}}$$

Gọi u , i và p là điện áp, dòng điện và công suất với u, i có dạng tuần hoàn không sin. Ta có:

$$u = U_{AV} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)m} \cdot \sin(n.X - \varphi_{n-U})$$

$$i = I_{AV} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{(n)m} \cdot \sin(n.X - \varphi_{n-I})$$

Công suất trung bình:

$$P = U_{AV} \cdot I_{AV} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{(n)} \cdot I_{(n)} \cdot \cos(\varphi_{n-U} - \varphi_{n-I})$$

$$P = U_{AV} \cdot I_{AV} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_{(n)m} \cdot I_{(n)m}}{2} \cdot \cos(\varphi_{n-U} - \varphi_{n-I})$$

Nếu nguồn điện áp cung cấp cho tải RL, quan hệ giữa thành phần sóng hài bậc n của điện áp $U_{(n)}$ và dòng điện $I_{(n)}$ liên hệ theo hệ thức:

$$I_{(n)m} = \frac{U_{(n)m}}{Z_{(n)}} = \frac{U_{(n)m}}{\sqrt{R^2 + (n \cdot \omega \cdot L)^2}}$$

$$\text{hoặc: } I_{(n)} = \frac{U_{(n)}}{Z_{(n)}} = \frac{U_{(n)}}{\sqrt{R^2 + (n \cdot \omega \cdot L)^2}}$$

Trong trường hợp điện áp dạng sin và dòng điện không sin.

HỆ SỐ MÉO DẠNG

(Distortion Factor-DF)

Được định nghĩa bằng tỉ số trị hiệu dụng thành phần hài cơ bản và trị hiệu dụng đại lượng dòng điện:

$$DF = \frac{I_{(1)}}{I}.$$

Quan hệ giữa hệ số công suất và hệ số méo dạng vì thế liên hệ theo hệ thức:

$$PF = DF \cdot \cos \varphi_1$$

ĐỘ MÉO DẠNG TỔNG DO SÓNG HÀI

(Total Harmonic Distortion-THD): là đại lượng dùng để đánh giá tác dụng của các sóng hài bậc cao (2,3,...) xuất hiện trong nguồn điện, cho bởi hệ thức:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} I_{(j)}^2}}{I_{(1)}}$$

Trong trường hợp đại lượng I không chứa thành phần dc, ta có:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} I_{(j)}^2}}{I_{(1)}} = \frac{\sqrt{I^2 - I_{(1)}^2}}{I_{(1)}}$$

Trong đó, $I_{(j)}$ là trị hiệu dụng sóng hài bậc j, $j \geq 2$ và $I_{(1)}$ là trị hiệu dụng thành phần hài cơ bản dòng điện.

Quan hệ giữa DF và THD:

$$DF = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}}$$

Bài tập:

0.1 Điện áp đặt trên tải điện trở 10Ω có hàm biểu diễn $u = 170 \cdot \sin(100\pi t) [V]$.

Hãy xác định:

- hàm công suất tức thời của tải
- công suất tức thời lớn nhất
- công suất trung bình của tải

0.2 Điện áp và dòng điện trên tải là những hàm tuần hoàn theo thời gian với chu kỳ $T=100\text{ms}$.

$$u = \begin{cases} 5V; & 0 < t < 70\text{ms} \\ 0V; & 70\text{ms} < t < 100\text{ms} \end{cases}; i = \begin{cases} 0; & 0 < t < 50\text{ms} \\ 4A; & 50\text{ms} < t < 100\text{ms} \end{cases}$$

Xác định: công suất tức thời, công suất trung bình và năng lượng tiêu thụ của tải trong mỗi chu kỳ.

Điện tử công suất 1

0.3 Xác định công suất trung bình trên tải. Cho biết điện áp tải không đổi $u=12\text{VDC}$ và dòng điện qua tải tuần hoàn có hàm biểu diễn trong mỗi chu kỳ $T=100\text{ms}$ như sau: $i = \begin{cases} 0; & 0 < t < 50\text{ms} \\ 4\text{A}; & 50\text{ms} < t < 100\text{ms} \end{cases}$

0.4 Dòng điện qua phần tử hai cực có dạng $i = 20.\sin(100\pi t)[\text{A}]$. Hãy xác định công suất tiêu thụ trung bình trên phần tử trên nếu phần tử hai cực là:

a. điện trở 5Ω b. cuộn dây có cảm kháng 10mH c. sức điện động $E=6\text{V}$.

0.5 Dòng điện $i = 2 + 20.\sin(100\pi t)[\text{A}]$ đi qua mạch RLE mắc nối tiếp. Xác định công suất tiêu thụ trung bình trên mỗi phần tử R, L và E, cho biết $R=3\Omega$, $L=10\text{mH}$ và $E=12\text{V}$.

0.6 Một lò điện trở công suất 1.500W khi sử dụng nguồn $u = 220\sqrt{2}.\sin(100\pi t)[\text{V}]$. Nếu điều khiển công suất lò điện theo chu kỳ 12 phút với trình tự đóng điện 5 phút và ngắt điện 7 phút. Hãy xác định:

- công suất tức thời cực đại
- công suất tiêu thụ trung bình
- năng lượng tiêu thụ dưới dạng nhiệt trong mỗi chu kỳ.

0.7 Xác định điện áp hiệu dụng và dòng điện hiệu dụng khi biết hàm biểu diễn của chúng tuần hoàn theo chu kỳ $T=100\text{ms}$ có dạng:

$$u = \begin{cases} 5\text{V}; & 0 < t < 70\text{ms} \\ 0\text{V}; & 70\text{ms} < t < 100\text{ms} \end{cases}; i = \begin{cases} 0; & 0 < t < 50\text{ms} \\ 4\text{A}; & 50\text{ms} < t < 100\text{ms} \end{cases}$$

0.8 Hãy xác định trị hiệu dụng điện áp, dòng điện và công suất tiêu thụ trung bình bởi tải khi cho biết quá trình điện áp và dòng điện của nó có dạng:

$$u = 2.5 + 10.\cos(100\pi t) + 3\sqrt{2}.\cos(200\pi t + \pi/3)[\text{V}],$$
$$i = 1.5 + 2.\cos(100\pi t) + 1.1\cos(200\pi t + \pi/3) + 1.5\cos(300\pi t + \pi/3)[\text{A}]$$

0.9 Cho dòng điện $i = 1.5 + 2.\cos(100\pi t) + 1.1\cos(200\pi t + \pi/3)[\text{A}]$ đi qua tải gồm R-C mắc song song với $R=100\Omega$ và $C=50\mu\text{F}$. Xác định công suất tiêu thụ trên mỗi phần tử của tải.

0.10 Cho điện áp $u = 2.5 + 10.\cos(100\pi t) + 3\sqrt{2}.\cos(200\pi t + \pi/3)[\text{V}]$ đặt trên tải RLE mắc nối tiếp với $R=4\Omega$, $L=10\text{mH}$ và $E=12\text{V}$. Xác định công suất tiêu thụ trên mỗi phần tử.

0.11 Điện áp và dòng điện qua tải biểu diễn bởi hàm sau:

$$u = 20 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{20}{n}.\cos(n\pi t)[\text{V}]; i = 5 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{5}{n^2}.\cos(n\pi t)[\text{A}]$$

xác định công suất trung bình trên tải (chính xác đến $n=4$).

0.12 Cho nguồn $u = 20 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{20}{n}.\sin(100n\pi t)[\text{V}]$ cung cấp tải RLE nối tiếp với $R=20\Omega$, $L=250\text{mH}$ và $E=36\text{V}$. Xác định công suất trung bình trên các phần tử tải.

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

CHƯƠNG MỘT

CÁC LINH KIỆN BÁN DẪN

Bán dẫn: là chất mà trong nhiệt độ bình thường nó có độ dẫn điện giữa chất dẫn điện và chất cách điện. Hiện nay, bán dẫn thường dùng là Silic, Silic tinh khiết có cấu trúc tinh thể rất bền vững. Ở nhiệt độ thấp, nó không có các điện tích tự do. Vì thế, Silic tinh khiết hoạt động như chất cách điện.

Hỗn hợp Silic với các nguyên tố khác có ảnh hưởng rất lớn đến độ dẫn điện của Silic. Một của hỗn hợp của Silic chứa thừa điện tích tự do và các điện tích này trở thành hạt dẫn điện, hỗn hợp này tạo thành chất bán dẫn loại N. Một số hỗn hợp của Silic thiếu điện tử-chúng có lỗ hổng. Các lỗ hổng tạo thành thành phần dẫn điện chủ yếu. Hỗn hợp loại này tạo thành bán dẫn loại P với độ dẫn điện loại P.

Lớp tiếp xúc PN: là vùng trong bán dẫn mà vùng dẫn điện loại P được chuyển thành loại N.

Đặc tính V-A: biểu diễn quan hệ giữa dòng điện đi qua hai cực của linh kiện và điện áp đặt giữa các cực đó. Các giá trị điện áp và dòng điện này được hiểu là giá trị áp và dòng một chiều không đổi.

1.1 - PHÂN LOẠI LINH KIỆN BÁN DẪN THEO KHẢ NĂNG ĐIỀU KHIỂN

Các linh kiện bán dẫn công suất trong lĩnh vực điện tử công suất có hai chức năng cơ bản: đóng và ngắt dòng điện đi qua nó. Trạng thái linh kiện dẫn điện (đóng) là trạng thái linh kiện có tác dụng như một điện trở rất bé (gần bằng không). Độ lớn dòng điện qua linh kiện phụ thuộc trạng thái mạch điện lúc linh kiện đóng và độ sụt áp trên linh kiện nhỏ không đáng kể (tối đa khoảng vài volt).

Trạng thái linh kiện không dẫn điện (ngắt dòng điện) là trạng thái linh kiện có tác dụng trong mạch như một điện trở rất lớn. Dòng điện đi qua linh kiện có độ lớn không đáng kể; độ lớn điện áp đặt lên linh kiện phụ thuộc vào trạng thái hoạt động của mạch điện bên ngoài.

Do đó, linh kiện bán dẫn hoạt động với hai chế độ làm việc đóng và ngắt dòng điện được xem là lý tưởng nếu ở trạng thái dẫn điện nó có độ sụt áp bằng không và ở trạng thái không dẫn điện, dòng điện qua nó bằng không.

Các linh kiện bán dẫn có thể chuyển đổi trạng thái làm việc của mình, ví dụ từ trạng thái không dẫn điện (ngắt) sang trạng thái dẫn điện (đóng) và ngược lại thông qua tác dụng kích thích của tín hiệu lên cổng điều khiển (ngõ vào) của linh kiện. Ta gọi linh kiện có tính điều khiển. Tín hiệu điều khiển có thể tồn tại dưới dạng dòng điện, điện áp, ánh sáng với công suất thường nhỏ hơn rất nhiều so với công suất của nguồn và tải.

Trong trường hợp linh kiện không chứa cổng điều khiển và quá trình chuyển trạng thái làm việc của linh kiện xảy ra dưới tác dụng của nguồn công suất ở ngõ ra, ta gọi linh kiện thuộc loại không điều khiển. Ví dụ: diode, diac là các linh kiện không điều khiển

Nếu thông qua cổng điều khiển, tín hiệu chỉ tác động đến chức năng đóng dòng điện mà không thể tác động làm ngắt dòng điện qua nó, ta gọi linh kiện không có khả năng kích ngắt. Ví dụ như thyristor, triac.

Ngược lại, các linh kiện có thể thay đổi trạng thái từ dẫn điện sang ngắt điện và ngược lại thông qua tác dụng của tín hiệu điều khiển, được gọi là linh kiện có khả năng kích ngắt (Self commutated device-tạm dịch linh kiện tự chuyển mạch). Đại diện cho nhóm linh kiện này là transistor (BJT,MOSFET,IGBT), GTO(Gate-Turn-Off thyristor), IGCT,MCT,MTO.

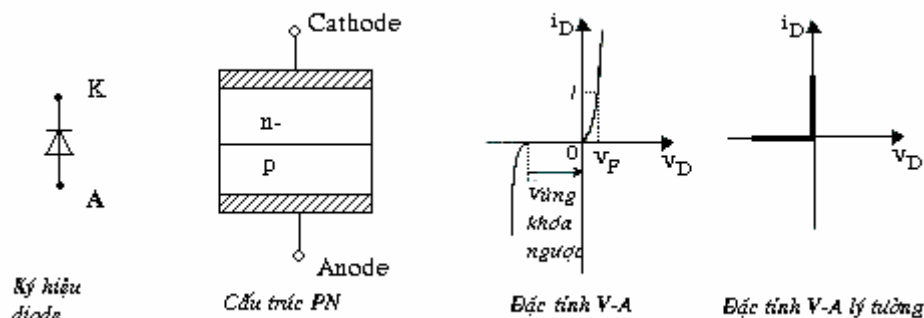
Trên đây, ta chưa đề cập đến tác dụng điện áp và dòng điện của mạch công suất lên quá trình chuyển đổi trạng thái làm việc của linh kiện. Tín hiệu điều khiển lên mạch cổng điều khiển chỉ có tác dụng khi trạng thái điện áp đặt vào hai cực chính ở ngõ ra của linh kiện có chiều phân cực và độ lớn phù hợp.

Với những nhận xét ở trên, các linh kiện bán dẫn công suất, theo chức năng đóng ngắt dòng điện và theo khả năng điều khiển các chức năng này, có thể chia làm 3 nhóm chính:

- Nhóm một: gồm các linh kiện không điều khiển như diode, diac;
- Nhóm hai: gồm các linh kiện điều khiển kích đóng được như thyristor, triac;
- Nhóm ba: gồm các linh kiện khiển kích ngắt được như transistor (BJT,MOSFET,IGBT), GTO.

Ngoài ra, dạng mạch phức hợp gồm thyristor và bộ chuyển mạch cũng có khả năng đóng ngắt dòng điện cũng như ngắt dòng điện qua nó nhờ tác dụng của các tín hiệu điều khiển lên các cổng điều khiển. Về khía cạnh điều khiển, mạch phức hợp này cùng với các linh kiện nhóm ba tạo thành nhóm công tắc tự chuyển mạch.

1.2 - DIODE



H1.1

Mô tả và chức năng

Diode được cấu tạo thành bởi mối nối PN. Lớp p thiếu điện tử và chứa phân tử mang điện dạng lỗ hổng. Tương tự, lớp n thừa điện tử. Các lớp pn trong cấu trúc diode đạt được bằng cách thêm tạp chất vào trong phiến silic. Để tạo quá trình dẫn điện đi qua mối nối p-n, các hạt mang điện được tạo thành và tham gia quá trình dẫn điện, một điện áp được áp dụng sao cho lớp p mắc vào cực dương và lớp n vào cực âm. Lực điện trường làm cho lỗ hổng từ lớp p di chuyển vượt qua mối nối p-n để vào lớp n và các điện tử di chuyển từ lớp n vào lớp p.

Trường hợp phân cực ngược lại, các lỗ hổng và điện tử bị kéo ra xa khỏi mối nối và tạo thành sức điện động bên trong mối nối. Sức điện động này tác dụng không cho dòng điện tích đi qua diode - diode bị ngắt.

Chiều thuận và chiều nghịch: Nếu như diode ở trạng thái dẫn điện thì nó chịu tác dụng của điện áp thuận u_F và cho dòng điện thuận i_F đi qua.

Đặc tính V-A

Đặc tính V-A của diode được vẽ ở hình H1.1 gồm hai nhánh. Nhánh thuận: tương ứng với trạng thái dẫn điện. Các thông số quan trọng của nó là điện áp $u_{(TO)}$ (turn on) và điện trở r_F (differential forward resistance) được xác định tại một điểm tĩnh nào đó của đặc tính

$$r_F = \frac{du_F}{di_F}$$

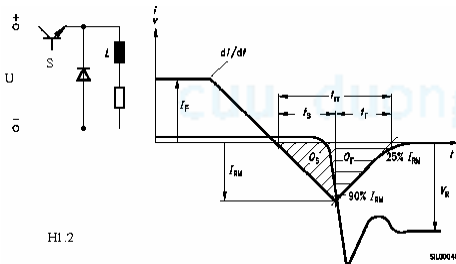
Nhánh nghịch: tương ứng với trạng thái nghịch, diode không dẫn điện. Các thông số quan trọng của nó là điện trở r_R (differential reverse resistance) xác định tại một điểm nào đó của đặc tính V-A.

$$r_R = \frac{du_R}{di_R}$$

và điện áp đánh thủng ở chiều nghịch $u_{(BR)}$ (Breaking). Sau khi điện áp vượt qua giá trị $u_{(BR)}$ thì giá trị u_R giảm đi rất nhiều lần. Giá trị dòng sau đó sẽ phụ thuộc chủ yếu vào điện áp và điện trở mạch có chứa diode trong đó. Nếu như dòng tăng quá lớn diode sẽ bị hỏng.

CÁC TÍNH CHẤT ĐỘNG

Trong các hiện tượng quá độ của diode, quá trình diode chuyển từ trạng thái dẫn sang trạng thái nghịch có ý nghĩa quan trọng. Hiện tượng này gọi là ngắt diode hoặc quá trình chuyển mạch của diode.



H1.2

Khi dòng thuận qua diode tắt nhanh (chẳng hạn 10A/us), quá trình ngắt sẽ không diễn ra theo đặc tính V-A. Quá trình ngắt dòng nhanh có thể theo dõi trên hình H1.2. Sau khi đóng khóa S, nhánh chứa diode thông đến điện áp chuyển mạch U : U tác dụng tắt nhanh dòng qua diode. Sau khi dòng điện thuận i_F giảm về 0, dòng điện qua diode không tắt ngay và tiếp tục dẫn theo chiều ngược lại với tốc độ giảm ban đầu.

Sau một thời gian ngắn, khả năng dẫn điện theo chiều nghịch bị mất và dòng điện giảm đột ngột đến giá trị của dòng điện nghịch (nhỏ không đáng kể) - diode có khả năng chịu áp nghịch, điện trở nghịch r_R của nó được khôi phục.

Trên hình vẽ H1.2 thời gian t_{rr} (reverse recovering) là thời gian phục hồi tính nghịch. Dòng i_{rr} đi qua diode trong thời gian t_{rr} là dòng chuyển mạch hoặc dòng phục hồi.

Thời gian phục hồi tính nghịch càng lớn nếu như giá trị điện tích chuyển mạch Q_r càng lớn. Điện tích Q_r của diode được định nghĩa như sau:

$$Q_r = \int_0^{t_{rr}} i_{rr} dt$$

Độ lớn Q_r phụ thuộc vào cấu trúc của phiên bán dẫn Si và công nghệ sản xuất nó. Ngoài ra còn phải kể đến các yếu tố khác như độ lớn của dòng thuận qua diode, tốc độ giảm dòng điện và nhiệt độ lớp PN. Dòng điện phục hồi khi giảm quá nhanh từ giá trị cực đại i_{rrM} sẽ gây ra phản điện áp trên kháng L nối tiếp với diode (không thể hiện trên hình vẽ). Điện áp này kết hợp với áp chuyển mạch sẽ gây ra quá áp khi chuyển mạch.

Độ lớn của quá áp u_{RM} có thể được hạn chế bằng bộ lọc RC. Mạch RC tác dụng sau khi phục hồi điện trở nghịch của diode làm cho quá trình tắt dòng qua cảm kháng L diễn ra chậm hơn. Điện trở R tác dụng như thành phần tắt dần trong mạch L,C,U.

Một hệ quả quan trọng là công suất tổn hao khi ngắt diode. Giá trị công suất tức thời này được tính bằng tích của dòng và áp của diode. Trong thời gian điện áp nghịch tăng lên, dòng chuyển mạch đi qua diode lớn. Giá trị công suất tổn hao tức thời vì thế sẽ lớn.

Khả năng chịu tải

Điện áp định mức: được xác định bởi điện thế nghịch cực đại U_{RRM} . Đó là điện áp nghịch lớn nhất có thể lặp lại tuần hoàn trên diode.

Khi thiết kế mạch bảo vệ chống lại quá áp nghịch ngẫu nhiên, ta định mức theo điện thế nghịch không thể lặp lại u_{RSM} . Khi diode làm việc, ta không cho phép xuất hiện áp lớn hơn u_{RSM} .

Dòng điện định mức: diode khi hoạt động phát sinh tổn hao. Tổn hao chủ yếu do dòng thuận gây ra. Tổn hao do dòng nghịch gây ra không đáng kể và công suất tổn hao do quá trình ngắt sẽ có độ lớn đáng kể khi tần số đóng ngắt lớn hơn khoảng 400Hz. Công suất tổn hao tổng không được phép làm nóng mạch diode lên quá nhiệt độ cực đại V_{JM} , nếu không lớp PN sẽ bị phá hỏng. Vì thế diode được làm mát và khả năng chịu dòng của nó bị giới hạn bởi trị trung bình cực đại của dòng thuận $I_{F(AV)M}$. Đối với từng loại diode và điều kiện làm mát, các nhà sản xuất thường đưa ra các đặc tính $I_{F(AV)M} = f(T_{amb})$ (T_{amb} là nhiệt độ môi trường). Đối với những đặc tính khác nhau này, thông số được chọn là hình dạng của dòng qua diode. Giá trị I_{FAV} ứng với nhiệt độ T_{amb} và điều kiện làm mát cho trước và ứng với dạng nửa sóng sin của dòng (50Hz) được gọi là dòng đặc trưng của diode. Khả năng chịu dòng của diode hiện nay khoảng vài ngàn ampe.

Khả năng chịu quá dòng: được cho ở dạng đồ thị quá dòng $I_{FSM} = f(t)$, ứng với một giá trị dòng vượt quá mức bình thường, đồ thị cho biết khoảng thời gian mà diode có khả năng chịu được mà không bị hỏng. Giá trị quá dòng cho phép được gọi là dòng thuận cực đại không thể lặp lại được I_{FSM} . Ứng với nhiệt độ ban đầu cho trước của bản bán dẫn và trị của áp nghịch, giá trị I_{FSM} cho biết độ lớn của dòng thuận chịu được trong thời gian xác định.

Một thông số khác ảnh hưởng lên khả năng quá dòng là năng lượng tiêu hao, xác định bằng tích phân theo thời gian của hàm I_F bình phương. Lượng năng lượng này tỉ lệ với năng lượng mà bản bán dẫn có khả năng hấp thụ dưới dạng nhiệt trong thời gian qui định (khoảng 10ms) mà không bị hỏng. Từ đặc tính $I_{FSM(t)}$ và $\int I_F^2 dt$, ta có thể thiết kế mạch bảo vệ quá dòng cho diode.

Ghép nối tiếp và song song các diode được thực hiện khi khả năng chịu áp và dòng của các diode không đáp ứng được nhu cầu đặt ra. Khi ghép nối tiếp, ta cần đảm bảo tính phân bố điện thế đều trên các diode.

Các diode đặc biệt

1. *Schottky diode*: độ sụt áp theo chiều thuận thấp (khoảng 0,3V). Do đó, nó được sử dụng cho các mạch điện áp thấp. Điện áp ngược chịu được khoảng 50- 100V

2. *Diode phục hồi nhanh*: được áp dụng trong các mạch hoạt động tần số cao. Khả năng chịu áp đến vài ngàn volt và dòng vài trăm amper, thời gian phục hồi t_{rr} khoảng vài μs .

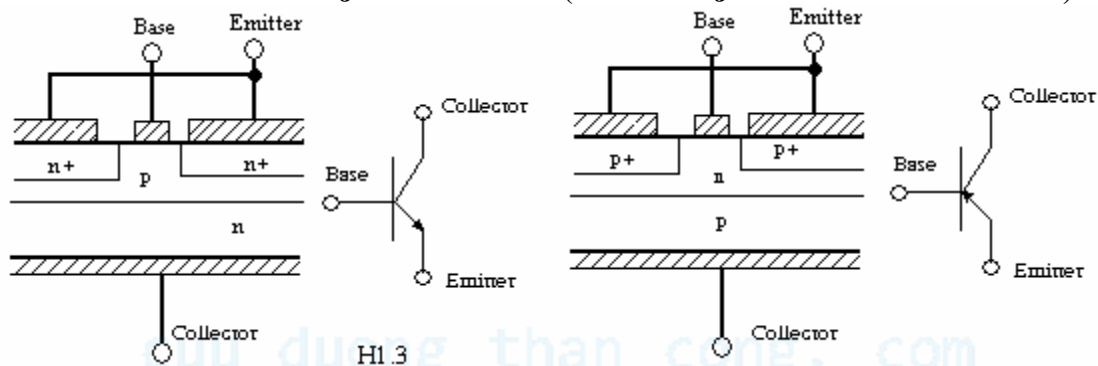
3. *Diode tần số công nghiệp*: các diode tần số công nghiệp được chế tạo để đạt độ sụt áp thấp khi dẫn điện. Hệ quả, thời gian t_{rr} tăng lên. Khả năng chịu áp của chúng khoảng vài kilovolt và dòng điện vài kiloamper.

Bảng 1.1 Các thông số đặc trưng của diode

Loại	Áp định mức	Dòng trung bình	V_F (đặc trưng)	t_{rr} (max)
------	-------------	-----------------	-------------------	----------------

	lớn nhất	định mức		
Diode phục hồi nhanh				
1N3913	400V	30A	1.1V	400ns
SD453N25S20PC	2500V	400A	2,2V	3 μ S
Diode phục hồi đặc biệt nhanh				
MUR815	150V	8A	0,975V	35ns
MUR1560	600V	15A	1.2V	60ns
RHRU100120	1200V	100A	2.6V	60ns
Diode Schottky				
MBR6030L	30V	60A	0.48V	
444CNQ045	45V	440A	0.69V	
30CPQ150	150V	30A	1.19V	

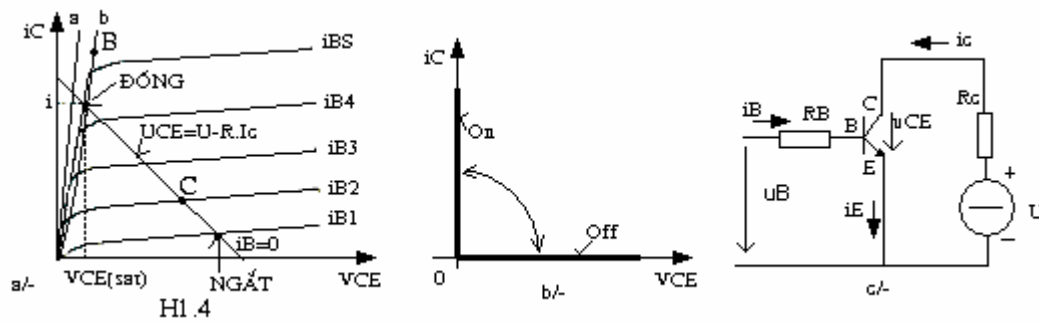
1.3-TRANSISTOR BJT CÔNG SUẤT (BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR)



Transistor có hai lớp PN, dựa theo cấu tạo lớp này ta phân biệt hai loại transistor: transistor PNP và transistor NPN. Các lớp PN giữa từng điện cực được gọi là lớp emitter J1 và lớp collector J2. Mỗi lớp có thể được phân cực theo chiều thuận hoặc chiều nghịch dưới tác dụng của điện thế ngoài. Sự dịch chuyển của dòng collector i_c khi qua lớp bị phân cực nghịch chịu ảnh hưởng rất lớn của dòng kích i_B dẫn qua lớp phân cực thuận. Hiện tượng này tạo thành tính chất cơ bản được sử dụng nhiều của transistor và được gọi là hiện tượng điều chế độ dẫn điện của lớp bị phân cực nghịch.

Trong lĩnh vực điện tử công suất, transistor BJT được sử dụng như công tắc (khóa) đóng ngắt các mạch điện và phần lớn được mắc theo dạng mạch có chung emitter.

Trên điện cực B,E là điện áp điều khiển u_{BE} . Các điện cực C,E được sử dụng làm công tắc đóng mở mạch công suất. Điện thế điều khiển phải tác dụng tạo ra dòng i_B đủ lớn để điện áp giữa cổng CE đạt giá trị bằng zero ($u_{CE} \rightarrow 0$).

Đặc tính V-A trong mạch có chung emitter

Đặc tính V-A ngõ ra của transistor mắc chung cực emitter.

Đặc tính ngõ ra (output characteristic) - hình H1.4a,b - biểu diễn quan hệ của các đại lượng ngõ ra $I_C = f(U_{CE})$. Thông số biến thiên là dòng kích i_B . Các đặc tính ngõ ra được vẽ cho các giá trị khác nhau của i_B trong vùng 1 của hệ tọa độ. Trong vùng tọa độ này còn vẽ đường thẳng biểu diễn đặc tính tải $U_{CE} = U - R \cdot I_C$. Giao điểm của đường thẳng này và đặc tính ngõ ra (ứng với trị thiết lập i_B) sẽ xác định điểm làm việc gồm dòng I_C và điện thế u_{CE} .

Trong vùng chứa các đặc tính ngõ ra, ta phân biệt vùng nghịch, vùng bão hòa và vùng tích cực.

Vùng nghịch: đặc tính ra với thông số $i_B = 0$ nằm trong vùng này. Transistor ở chế độ ngắt. Dòng collector i_{CO} có giá trị nhỏ không đáng kể đi qua transistor và tải. Khi $u_{BE} < 0$, không có dòng điện kích, transistor ở trạng thái ngắt và độ lớn dòng i_{CO} giảm nhỏ hơn nữa. Tuy nhiên, khả năng chịu áp ngược của lớp cổng -emitter khá nhỏ. Do đó, cần hạn chế điện áp âm trên BE để nó không vượt quá giá trị cho phép.

Vùng bão hòa: nằm giữa đường thẳng giới hạn a và giới hạn bão hòa b. Đường thẳng giới hạn a xác định điện thế u_{CE} nhỏ nhất có thể đạt được ứng với giá trị i_C cho trước. Giới hạn bão hòa là đường thẳng xác định ranh giới của các trạng thái $u_{CB} = 0$ và $u_{CB} > 0$. Nếu như điểm làm việc nằm trong vùng bão hòa (xem điểm ĐÓNG), transistor sẽ đóng, dòng i_C dẫn và điện thế u_{CE} đạt giá trị u_{CESAT} nhỏ không đáng kể (khoảng 1-2 V) và như vậy, khi thực hiện tăng dòng điện kích $I_B > I_{BSAT}$, dòng điện qua collector hầu như không thay đổi. Điện thế u_{CESAT} gọi là điện thế bão hòa và ta nói rằng transistor ở trạng thái bão hòa.

Vùng tích cực: là vùng mà transistor hoạt động ở chế độ khuếch đại tín hiệu, tương ứng với các giá trị làm việc $u_{CE} > u_{CESAT}$ và dòng $i_C > I_{CO}$. Mối quan hệ giữa hai đại lượng u_{CE} và I_C phụ thuộc vào tải và dòng i_B . Khi transistor làm việc như một công tắc đóng mở (switching), điểm làm việc của nó sẽ không nằm trong vùng này.

Hệ số khuếch đại trong mạch có chung emitter

Hệ số khuếch đại tĩnh của dòng: được định nghĩa tại một điểm làm việc $(I_C, I_B)_{U_{CE}=\text{const}}$ (khi $U_{CE} = \text{hằng số}$) bởi tham số h_{FE} :

$$h_{FE} = I_C / I_B$$

Hệ số này còn được ký hiệu là β . Hệ số h_{FE} xác định độ dốc của đường thẳng đi qua góc tọa độ và điểm làm việc trên đặc tính chuyển đổi $I_C(I_B)$.

Hệ số khuếch đại tĩnh tới hạn: là giá trị h_{FE} khi điểm làm việc nằm trên ranh giới bão hòa và được ký hiệu là h_{FESAT} .

Khi tính toán dòng điện kích đóng transistor, ta dùng hệ số h_{FESAT} xác định cho điểm làm việc nằm trong vùng bão hòa. Giả sử trong vùng bão hòa, ĐÓNG (hình H1.4a) là điểm làm việc với dòng điện qua collector I_{CS} và hệ số h_{FESAT} được thiết lập tương ứng với điểm B. Dòng điện kích đóng transistor được xác định theo hệ thức:

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{h_{FESAT}}$$

Dòng I_{CS} được xác định từ phương trình điện áp mạch tải:

$$I_{CS} = \frac{U - U_{CESAT}}{R}$$

Mạch kích phải tạo dòng I_B đủ lớn sao cho :

$$I_B > I_{BS} = \frac{I_{CS}}{h_{FESAT}}$$

Trong thực tế, độ lớn dòng kích được thiết lập với hệ số an toàn k_s .

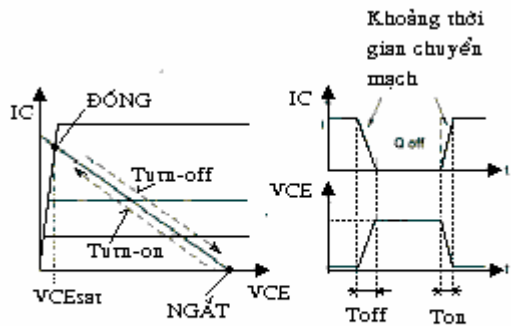
$$I_B = \frac{k_s \cdot I_C}{h_{FESAT}}$$

Hệ số $k_s = 2 \rightarrow 5$ được chọn để việc kích đóng an toàn khi xét đến các ảnh hưởng khác nhau làm thay đổi thông số của transistor và các transistor cùng loại cũng có sự sai biệt tham số do điều kiện chế tạo thực tế. Việc đưa hệ số này đảm bảo các transistor cùng loại đều đạt được trạng thái bão hòa.

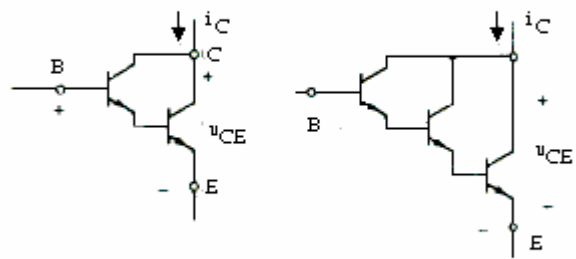
Tổn hao phát sinh khi transistor dẫn điện:

$$P_T = U_{BE} I_{BE} + U_{CE} I_C$$

Việc tăng hệ số k_s quá lớn sẽ không làm giảm điện áp U_{CE} bao nhiêu nhưng nó có thể làm tăng đáng kể điện áp U_{BE} và công suất tổn hao ở mạch cổng này.



H1.5



H1.6

Các transistor công suất lớn có hệ số h_{FE} chỉ khoảng 10- 20. Do đó, để giảm bớt dòng kích I_B , tức tăng h_{FE} có thể ghép nối tiếp các transistor công suất theo cấu hình Darlington (hình H1.6). Bất lợi của cấu hình Darlington là độ sụt áp U_{CE} ở chế độ đóng của transistor bị tăng lên và tần số đóng ngắt bị giảm.

Các transistor Darlington có thời gian trễ khi đóng và ngắt từ vài trăm ns đến vài μs . Hệ số h_{FEESAT} đạt đến giá trị vài trăm.

Các tính chất động

Khảo sát các hiện tượng quá độ khi đóng và ngắt transistor có ý nghĩa quan trọng. Quá trình dòng collector I_C khi kích đóng có dạng xung vuông vẽ trên hình H1.5. Thời gian đóng t_{on} kéo dài khoảng vài μs . Thời gian ngắt t_{off} vượt quá $10\mu s$.

Một hệ quả bất lợi trong các hiện tượng quá độ là việc tạo nên công suất tổn hao do đóng và ngắt transistor. Công suất tổn hao làm giới hạn dãy tần số hoạt động của transistor. Giá trị tức thời của công suất tổn hao trong quá trình đóng ngắt tương đối lớn, vì dòng điện đi qua transistor lớn và điện áp trên transistor ở trạng thái cao. Để theo dõi một cách đơn giản, ta có thể hình dung quá trình đóng ngắt như sự chuyển đổi điểm làm việc từ vị trí NGAT đến vị trí ĐÔNG (hoặc ngược lại) xuyên qua vùng tích cực (hình H1.5). Quá trình này kéo dài trong thời gian t_{on} hoặc t_{off} .

Khả năng chịu tải :

Định mức điện áp: phụ thuộc vào điện áp đánh thủng các lớp bán dẫn và xác định bởi giá trị u_{CEOM} - giá trị điện thế cực đại đặt lên lớp collector-emitter khi $i_B = 0$ và giá trị cực đại u_{EBOM} - điện thế lớp emitter-base khi $i_C = 0$. Các giá trị này là những trị tức thời. Ta cần phân biệt chúng trong trường hợp tải dạng một chiều không đổi theo thời gian và các tải xung, mặc dầu thông thường trong cả hai trường hợp các điện áp được thiết lập giống nhau.

Định mức dòng điện: giá trị cực đại của dòng collector i_{CM} , dòng emitter i_{EM} và dòng kích i_{BM} . Đó là các giá trị cực đại tức thời của transistor khi đóng trong trạng thái bão hòa. Khi thiết lập chúng, ta xét đến ảnh hưởng của các mối tiếp xúc, dây dẫn tới điện cực và các giá trị h_{FEsat} , u_{CEsat} .

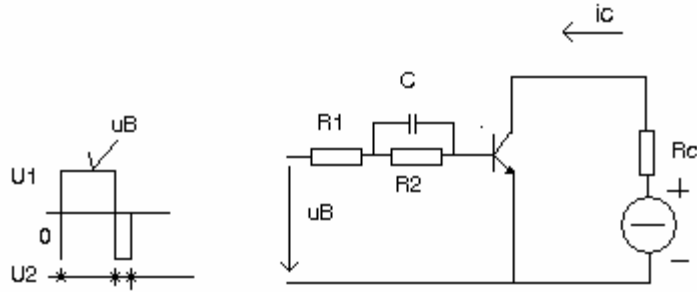
Công suất tổn hao: công suất tổn hao tạo nên trong hoạt động của transistor không được phép làm nóng bán dẫn vượt quá giá trị nhiệt độ cho phép T_{JM} ($T_{JM} = 150^\circ C$). Vì thế, cần làm mát transistor và toàn bộ công suất tổn hao phải nhỏ hơn P_{totM} . Công suất tổn hao chủ yếu do công suất tổn hao trên collector, $P_C = U_{CE} \cdot I_{CE}$ tạo ra (các thành phần khác của P_{tot} thường bỏ qua). Giá trị P_{totM} phụ thuộc vào phương pháp làm mát và được cho dưới dạng hàm số $P_{tot} = f(T_{amb})$ (T_{amb} là nhiệt độ môi trường), thông số là U_{CE} . Công suất tổn hao hình thành khi transistor dẫn bão hòa, ngay cả khi $I_C = I_{CM}$, rất nhỏ so với giá trị P_{totM} . Công suất tổn hao khi transistor ngắt thường không đáng kể. Trong chế độ xung, khi tần số đóng ngắt cao và vượt quá giá trị chẳng hạn 2000 Hz thì công suất tổn hao trung bình do đóng ngắt có thể đạt giá trị đáng kể và làm cho công suất tổn hao tổng có thể vượt hơn P_{totM} .

Mạch kích Transistor BJT

Để tăng tần số đóng ngắt của transistor công suất, cần giảm thời gian t_{on}, t_{off} . Để giảm t_{on} ta có thể đưa xung dòng kích I_B với đỉnh khá lớn đầu giai đoạn kích. Sau khi transistor dẫn, có thể giảm dòng kích I_B đến giá trị dòng bão hòa.

Điều khiển kích đóng:

Gai dòng điện kích có thể đạt được bằng mạch (H1.7). Khi xung điện áp U_B đưa vào, dòng điện qua cổng B bị giới hạn bởi điện trở R_1 .



H1.7

$$I_{BO} = \frac{U_1 - U_{BE}}{R_1}$$

Sau thời gian quá độ, dòng I_B có giá trị:

$$I_{B1} = \frac{U_1 - U_{BE}}{R_1 + R_2}$$

Tụ C_1 được nạp đến độ lớn

$$U_C \approx U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Hằng số thời gian nạp tụ:

$$\tau_1 = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1}{R_1 + R_2}$$

Nếu như ta cho điện áp U_B về 0, lớp BE bị phân cực ngược và tụ C_1 phóng qua R_2 . Hằng số thời gian xả tụ là $\tau_2 = R_2 \cdot C_1$. Để đủ thời gian nạp và xả tụ, độ rộng xung phải thỏa mãn :

$$t_1 \geq 5 \cdot \tau_1$$

$$t_2 \geq 5 \cdot \tau_2$$

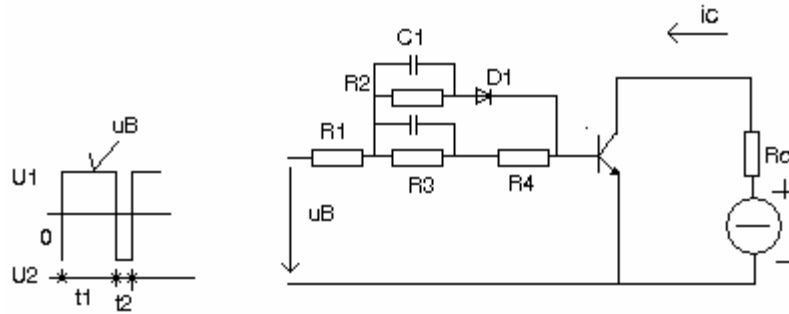
Do đó, tần số đóng ngắt lớn nhất

$$f_3 = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{0,2}{\tau_1 + \tau_2}$$

Điều kiện kích ngắt:

Nếu điện áp U_B giảm xuống giá trị âm $U_2 < 0$, điện áp ngược đặt lên BE bằng tổng điện áp U_B và U_C .

Gai dòng I_B xuất hiện, sau khi tụ C_1 xả hết, điện áp trên BE xác lập bằng U_2 . Nếu cần thiết lập quá trình kích đóng và kích ngắt riêng biệt, ta có thể sử dụng mạch sau (H1.8):



H1.8

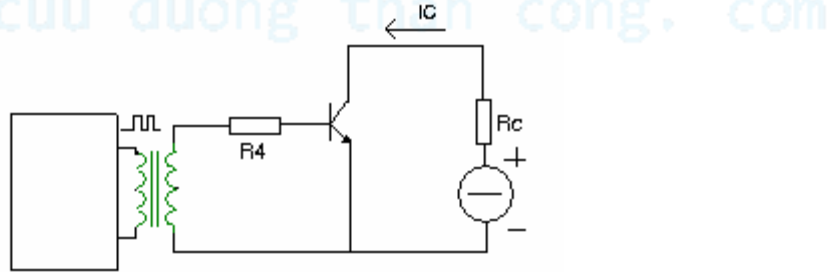
Diode D_1 bảo vệ mạch cổng của transistor trong thời gian kích ngắt

Mạch cách ly tín hiệu điều khiển và mạch kích :

Các mạch phát ra tín hiệu để điều khiển mạch công suất dùng bán dẫn thường yêu cầu cách ly về điện. Điều này có thể thực hiện bằng optron hoặc bằng biến áp xung.

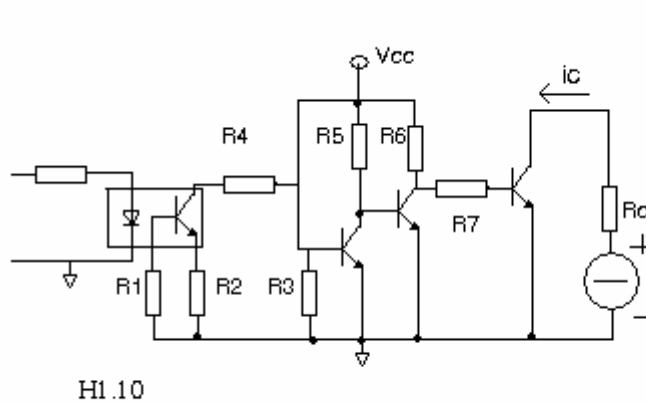
Biến áp xung: gồm một cuộn sơ cấp và có thể nhiều cuộn thứ cấp. Với nhiều cuộn dây phía thứ cấp, ta có thể kích đóng nhiều transistor mắc nối tiếp hoặc song song. Sơ đồ nguyên lý mạch cách ly tín hiệu điều khiển dùng biến áp xung được vẽ trên hình H1.9.

Biến áp xung cần có cảm kháng tần nhỏ và đáp ứng nhanh. Trong trường hợp xung điều khiển có cạnh tác động kéo dài hoặc tần số xung điều khiển thấp, biến áp xung sớm đạt trạng thái bão hòa và ngõ ra của nó không thỏa mãn yêu cầu điều khiển.

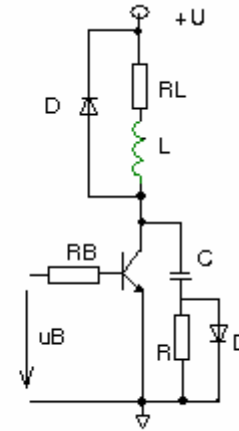


H1.9

Optron: gồm nguồn phát tia hồng ngoại dùng diode (I_{LED}) và mạch thu dùng phototransistor. Tín hiệu xung điều khiển được đưa vào LED và ngõ ra được dẫn từ phototransistor (H1.10).



H1.10



H1.11

Thời gian t_{on} của phototransistor khoảng $2-5\mu s$, $t_{off} = 300ns$.

Mạch dùng optron đòi hỏi phải tạo nguồn riêng cho nó. Do đó, mạch phức tạp và tổn kém hơn.

Mạch bảo vệ BJT

Dạng mạch bảo vệ BJT tiêu biểu được vẽ trên hình H1.11.

Tác dụng của mạch nhằm bảo vệ transistor trước các hiện tượng tăng quá nhanh của điện áp $\frac{du}{dt}$ và dòng điện $-\frac{di}{dt}$ qua transistor.

Mạch RC có tác dụng hạn chế độ dốc $\frac{du}{dt}$ giữa hai cực CE. Cuộn kháng L_s thực hiện giảm sự tăng nhanh dòng $\frac{di}{dt}$ qua BJT.

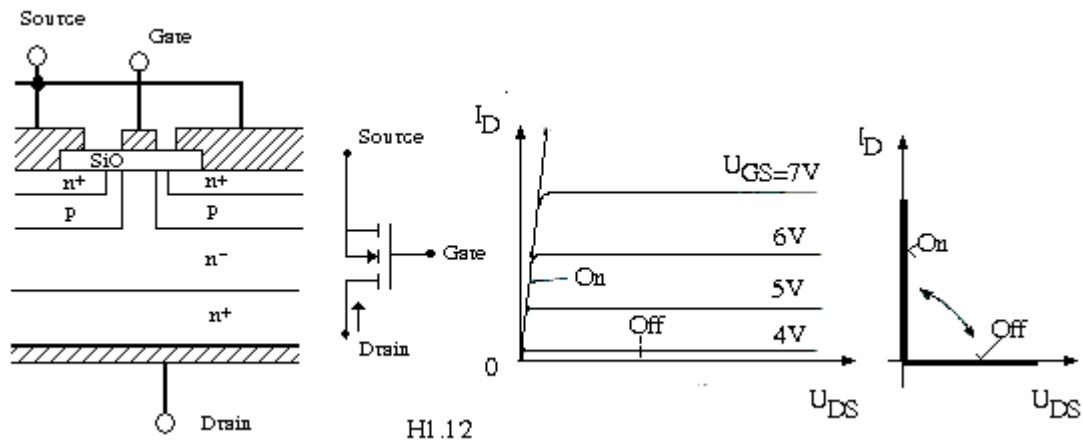
1.4 - MOSFET (METAL - OXIDE - SEMICONDUCTOR FIELD EFFECT TRANSISTOR)

Loại transistor có khả năng đóng ngắt nhanh và tổn hao do đóng ngắt thấp được gọi là *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) với cổng điều khiển bằng điện trường (điện áp). MOSFET được sử dụng nhiều trong các ứng dụng công suất nhỏ (vài kW) và không thích hợp sử dụng cho các ứng dụng có công suất lớn. Tuy nhiên, linh kiện MOSFET khi kết hợp với công nghệ linh kiện GTO lại phát huy hiệu quả cao và chúng kết hợp với nhau tạo nên linh kiện MTO có ứng dụng cho các tải công suất lớn.

MOSFET có hai loại *pnp* và *npn*. Trên hình H1.12 mô tả cấu trúc MOSFET loại *npn*. Giữa lớp kim loại mạch cổng và các mối nối $n+$ và p có lớp điện môi silicon oxit SiO_2 . Điểm thuận lợi cơ bản của MOSFET là khả năng điều khiển kích đóng ngắt linh kiện bằng xung điện áp ở mạch cổng. Khi điện áp dương áp đặt lên giữa cổng G và Source, tác dụng của điện trường (FET) sẽ kéo các electron từ lớp $n+$ vào lớp p tạo điều kiện hình thành một kênh nối gần cổng nhất, cho phép dòng điện dẫn từ cực drain (collector) tới cực Source (emitter).

MOSFET đòi hỏi công suất tiêu thụ ở mạch cổng kích thấp, tốc độ kích đóng nhanh và tổn hao do đóng ngắt thấp. Tuy nhiên, MOSFET có điện trở khi dẫn điện lớn. Do đó, công suất tổn hao khi dẫn điện lớn làm nó không thể phát triển thành linh kiện công suất lớn.

Đặc tính V-A linh kiện loại n được vẽ trên hình H1.12, có dạng tương tự với đặc tính V-A của BJT. Điểm khác biệt là tham số điều khiển là điện áp kích U_{GS} thay cho dòng điện kích I_{BE} .



H1.12

MOSFET ở trạng thái ngắt khi điện áp cổng thấp hơn giá trị U_{GS} .

Để MOSFET ở trạng thái đóng, đòi hỏi điện áp cổng tác dụng liên tục. Dòng điện đi vào mạch cổng điều khiển không đáng kể trừ khi mạch ở trạng thái quá độ, đóng hoặc ngắt dòng. Lúc đó xuất hiện dòng phóng và nạp điện cho tụ của mạch cổng. Thời gian đóng ngắt rất nhỏ, khoảng vài ns đến hàng trăm ns phụ thuộc vào linh kiện. Điện trở trong của MOSFET khi dẫn điện R_{on} thay đổi phụ thuộc vào khả năng chịu áp của linh kiện. Do đó, các linh kiện MOSFET thường có định mức áp thấp tương ứng với trở kháng trong nhỏ và tổn hao ít.

Tuy nhiên, do tốc độ đóng ngắt nhanh, tổn hao phát sinh thấp. Do đó, với định mức áp từ 300V- 400V MOSFET tỏ ra ưu điểm so với BJT ở tần số vài chục kHz .

MOSFET có thể sử dụng đến mức điện áp 1000V, dòng điện vài chục amper và với mức điện áp vài trăm volt với dòng cho phép đến khoảng 100A. Điện áp điều khiển tối đa $\pm 20V$ (2V, 5V, 10V.. tùy theo loại), mặc dù thông thường có thể dùng áp đến 5V để điều khiển được nó.

Các linh kiện MOSFET có thể đấu song song để mở rộng công suất.

Mạch kích MOSFET

Để giảm thời gian kích đóng t_{on} của MOSFET ta có thể sử dụng dạng mạch (H1.13a)

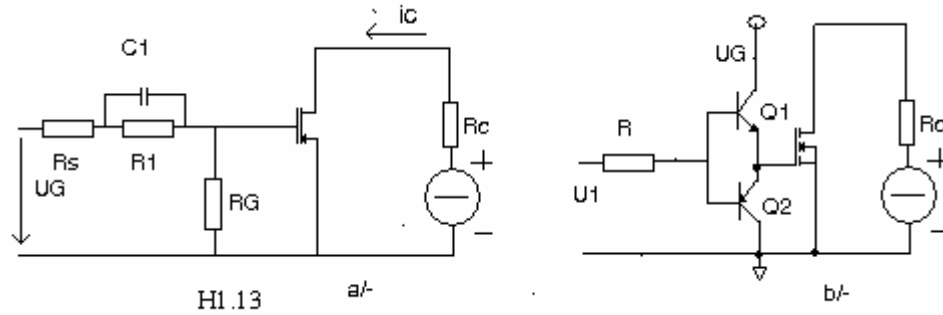
Khi tác dụng điện áp u_G , dòng điện tích điện ban đầu cho tụ mạch cổng G:

$$I_G = \frac{U_G}{R_S}$$

Sau đó điện áp xác lập trên cổng là

$$U_{GS} = \frac{U_G \cdot R_G}{R_S + R_1 + R_G}$$

R_S là điện trở trong của mạch kích.

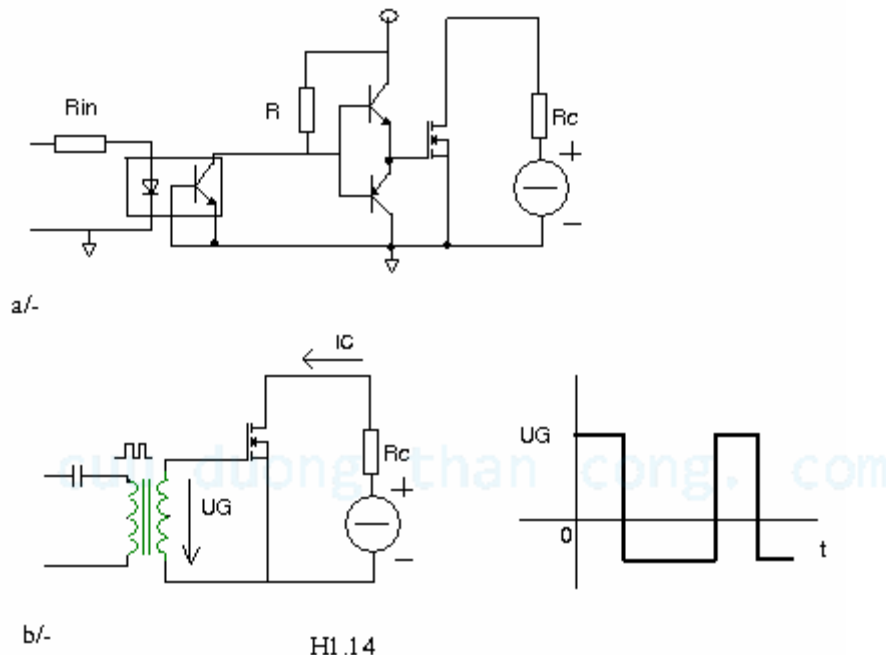


Sơ đồ mạch kích được cải thiện trên hình H1.13b sử dụng cấu trúc totem-pole gồm 2 transistor NPN và PNP. Khi điện áp kích U_1 ở mức cao, Q_1 dẫn và Q_2 khóa làm MOSFET dẫn. Khi tín hiệu U_1 thấp, Q_1 ngắt, Q_2 dẫn làm các điện tích trên mạch cổng được phóng thích và MOSFET trở nên ngắt điện. Tín hiệu U_1 có thể lấy từ mạch collector mở (open-collector TTL) và totem-pole đóng vai trò mạch đệm (buffer).

Tương tự như BJT, mạch kích cổng G của MOSFET có thể được cách ly với mạch tạo tín hiệu điều khiển thông qua biến áp xung, optron hoặc cáp quang (H1.14a,b).

Mạch bảo vệ MOSFET

Cấu tạo khác biệt của MOSFET so với BJT làm cho linh kiện hoạt động tốt mà không cần bảo vệ nhiều như BJT. Tuy nhiên, ta có thể sử dụng mạch RC nhỏ mắc song song với ngõ ra của linh kiện để hạn chế tác dụng các gai điện áp và các xung nhiễu dao động xuất hiện khi linh kiện đóng.



Bảng 1.2 Các thông số đặc trưng của MOSFET

Loại	Điện áp định mức lớn nhất	Dòng trung bình định mức	R_{on}	Q_g (đặc trưng)
IRFZ48	60V	50A	0.018 Ω	110nC

IRF510	100V	5.6A	0.54 Ω	8.3nC
IRF540	100V	28A	0.077 Ω	72nC
APT10M25BNR	100V	75A	0.025 Ω	171nC
IRF740	400V	10A	0.55 Ω	63nC
MTM15N40E	400V	15A	0.3 Ω	110nC
APT5025BN	500V	23A	0.25 Ω	83nC
APT1001RBNR	1000V	11A	1.0 Ω	150nC

* Q_g : lượng điện tích được nạp và phóng từ điện dung ở ngõ vào khi thực hiện kích đóng và ngắt transistor. Công suất tổn hao mạch cổng phụ thuộc vào đại lượng Q_g theo hệ thức: $P_G = Q_g \cdot U_{GS} \cdot f_s$; f_s là tần số đóng ngắt transistor.

1.5 - IGBT (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)

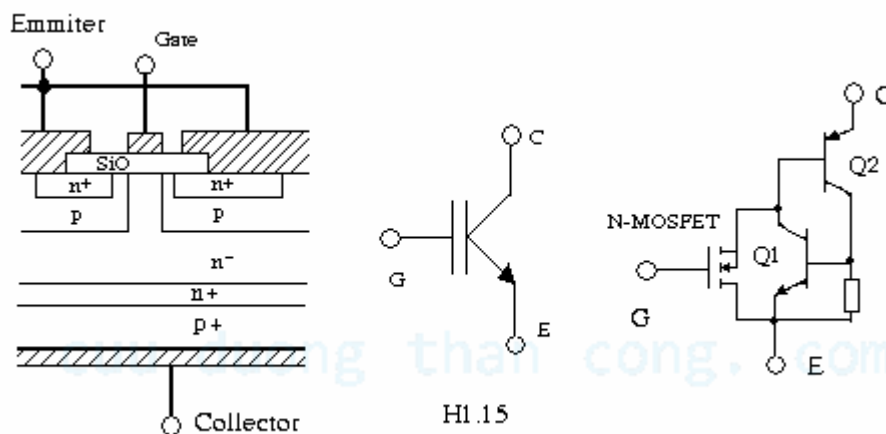
IGBT có ký hiệu, mạch điện tương đương vẽ trên hình H1.15.

IGBT là transistor công suất hiện đại, chế tạo trên công nghệ VLSI, cho nên kích thước gọn nhẹ. Nó có khả năng chịu được điện áp và dòng điện lớn cũng như tạo nên độ sụt áp vừa phải khi dẫn điện.

IGBT có phần tử MOS với cổng cách điện được tích hợp trong cấu trúc của nó. Giống như thyristor và GTO, nó có cấu tạo gồm hai transistor. Việc điều khiển đóng và ngắt IGBT được thực hiện nhờ phần tử MOSFET đấu nối giữa hai cực transistor npn.

Việc kích dẫn IGBT được thực hiện bằng xung điện áp đưa vào cổng kích G. Đặc tính V-A của IGBT có dạng tương tự như đặc tính V-A của MOSFET.

Khi tác dụng lên cổng G điện thế dương so với emitter để kích đóng IGBT, các hạt mang điện loại n được kéo vào kênh p gần cổng G làm giàu điện tích mạch cổng p của transistor npn và làm cho transistor này dẫn điện. Điều này sẽ làm IGBT dẫn điện. Việc ngắt IGBT có thể thực hiện bằng cách khóa điện thế cấp cho cổng kích để ngắt kênh dẫn p. Mạch kích của IGBT vì thế rất đơn giản.



Ưu điểm của IGBT là khả năng đóng ngắt nhanh, làm nó được sử dụng trong các bộ biến đổi điều chế độ rộng xung tần số cao. Mặc khác, với cấu tạo của một transistor, IGBT có độ sụt áp khi dẫn điện lớn hơn so với các linh kiện thuộc dạng thyristor như GTO. Tuy nhiên, IGBT hiện chiếm vị trí quan trọng trong công nghiệp với hoạt động trong phạm vi công suất đến 10MW hoặc cao hơn nữa.

Công nghệ chế tạo IGBT phát triển tăng nhanh công suất của IGBT đã giúp nó thay thế dần GTO trong một số ứng dụng công suất lớn. Điều này còn dẫn đến các cải tiến hơn nữa công nghệ của GTO và tạo nên các dạng cải tiến của nó như MTO, ETO và IGCT.

Giống như MOSFET, linh kiện IGBT có điện trở mạch cổng lớn làm hạn chế công suất tổn hao khi đóng và ngắt. Giống như BJT, linh kiện IGBT có độ sụt áp khi dẫn điện thấp ($\sim 2 \rightarrow 3V$; 1000V định mức) nhưng cao hơn so với GTO. Khả năng chịu áp khóa tuy cao nhưng thấp hơn so với các thyristor. IGBT có thể làm việc với dòng điện lớn. Tương tự như GTO, transistor IGBT có khả năng chịu áp ngược cao.

So với thyristor, thời gian đáp ứng đóng và ngắt IGBT rất nhanh, khoảng một vài μs và khả năng chịu tải đến $4,5kV-2.000A$. Hiện nay công nghệ chế tạo IGBT đang được đặc biệt phát triển để đạt đến mức điện áp vài ngàn Volt ($6kV$) và dòng điện vài ngàn Amper.

IGBT có khả năng hoạt động tốt *không cần đến mạch bảo vệ*. Trong trường hợp đặc biệt, có thể sử dụng mạch bảo vệ của MOSFET áp dụng cho IGBT.

Modul IGBT thông minh (Intelligent Power Modul): được chế tạo bởi công nghệ tích hợp cao. Trên modul chứa đựng phần tử IGBT, mạch kích lái, mạch bảo vệ, cảm biến dòng điện. Các modul này đạt độ tin cậy rất cao.

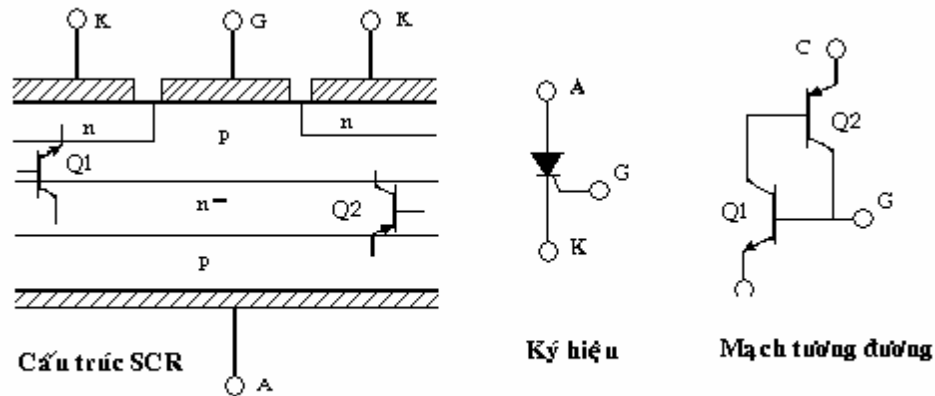
Mạch kích IGBT được thiết kế tương tự như mạch kích cho MOSFET. Do giá thành IGBT cao, và đặc biệt cho công suất lớn, mạch kích lái IGBT được chế tạo dưới dạng IC công nghiệp. Các IC này có khả năng tự bảo vệ chống quá tải, ngắn mạch, được chế tạo tích hợp dạng modul riêng (1,2,4,6 driver) hoặc tích hợp trên cả modul bán dẫn (hình thành dạng complex (bao gồm mạch lái, IGBT và mạch bảo vệ))

Trên bảng B1.3 mô tả thông số một số linh kiện IGBT bao gồm điện áp định mức, dòng điện định mức, độ sụt áp khi dẫn điện (V_{TM}) và thời gian đáp ứng khi kích dẫn linh kiện (t_{on}). Bảng B1.9 so sánh các thông số của IGBT với một số linh kiện công suất lớn như GTO, GCT và ETO

Bảng 1.3 Các thông số đặc trưng của IGBT

Loại	Điện áp định mức lớn nhất	Dòng trung bình định mức	V_{TM}	t_{on} (đặc trưng)
Linh kiện rời				
HGTG32N60E2	600V	32A	2.4V	0.62 μs
HGTG30N120D2	1200V	30A	3.2V	0.58 μs
Linh kiện dạng module				
CM400HA-12E	600V	400A	2.7V	0.3 μs
CM300HA-24E	1200V	300A	2.7V	0.3 μs
Module áp thấp				
	30V	60A	0.48V	
	45V	440A	0.69V	
	150V	30A	1.19V	

1.6 – THYRISTOR (SCR- SILICON CONTROLLED RECTIFIER)



H1.16

Mô tả và chức năng

Thyristor gồm 3 lớp PN và mắc vào mạch ngoài gồm 3 cổng: điện cực anode A, cathode C và cổng điều khiển G. Về mặt lý thuyết tồn tại cấu trúc thyristor: PNPN và NPNP, trong thực tế người ta chỉ phát triển và sử dụng loại PNPN. Sơ đồ thay thế thyristor bằng mạch transistor được vẽ ở hình H1.16. Giả sử anode của thyristor chịu tác dụng của điện áp dương so với cathode ($u_{AK} > 0$). Khi đưa vào mạch G, K của cathode (tương ứng với mạch base- emitter của transistor NPN) xung dòng I_G , transistor NPN sẽ đóng. Dòng điện dẫn tiếp tục qua mạch emitter -base của transistor PNP và đóng nó. Các transistor sẽ tiếp tục đóng ngay cả khi dòng i_G bị ngắt. Dòng qua collector của một transistor cũng chính là dòng đi qua base của transistor thứ hai và ngược lại. Các transistor vì vậy cùng nhau duy trì ở trạng thái đóng.

Các tính chất và trạng thái cơ bản:

Nếu transistor bị ngắt, thì anode có thể chịu được điện áp dương so với cathode.- *trạng thái khóa* ;

hoặc điện áp âm so với cathode - *trạng thái nghịch*.

Hiện tượng đóng SCR tức chuyển từ trạng thái khóa sang trạng thái dẫn điện có thể thực hiện nếu thỏa mãn cả hai điều kiện sau:

- 1/- Thyristor ở trạng thái khóa.
- 2/-có xung dòng điện kích $i_G > 0$ đủ lớn.

Hiện tượng ngắt SCR : quá trình chuyển từ trạng thái dẫn điện sang không dẫn điện (tức trạng thái nghịch hoặc trạng thái khóa). Quá trình này gồm hai giai đoạn:

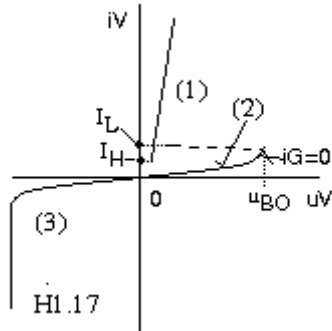
1/- Giai đoạn làm dòng thuận bị triệt tiêu: thực hiện bằng cách thay đổi điện trở hoặc điện áp giữa anode và cathode.

2/- Giai đoạn khôi phục khả năng khóa của thyristor. Sau khi dòng thuận bị triệt tiêu, cần có một thời gian - thời gian ngắt, để chuyển thyristor vào trạng thái khóa.

Đặc tính V-A

Đặc tính V-A ngõ ra: quan hệ giữa điện áp và dòng điện đi qua hai cực anode, cathode (xem hình H1.17). Đặc tính ngõ vào quan hệ giữa điện áp và dòng cổng G (cổng điều khiển).

Đặc tính V-A ngõ ra gồm 3 nhánh :

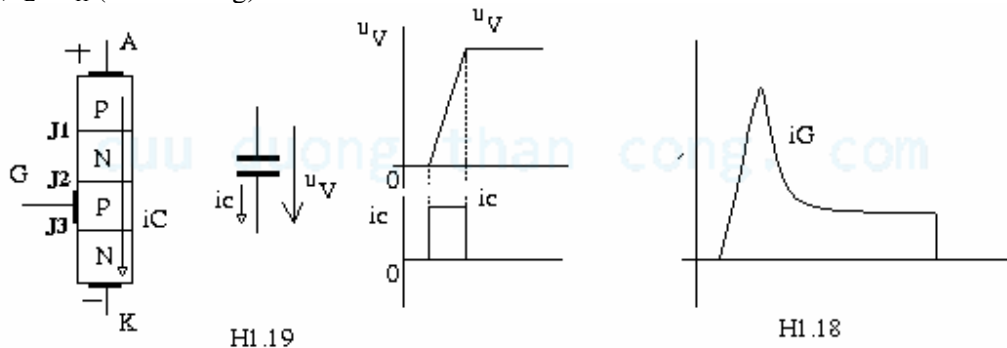


- *nhánh thuận (1):* thyristor ở trạng thái dẫn điện. Độ sụt áp giữa anode – cathode nhỏ không đáng kể.

- *Nhánh nghịch (3):* ứng với trạng thái nghịch tương tự như diode.

- *Nhánh khóa (2):* ứng với trạng thái khóa. Nếu dòng $i_G = 0$ thì dạng nhánh khóa tương tự như nhánh nghịch. Thay vì điện trở r_R thì ở đây là điện trở r_D (differential block resistance). Tương tự ta có điện áp đóng u_{BO} thay vì u_{BR} . Khi điện áp đạt đến giá trị u_{BO} , thyristor không bị phá hỏng mà sẽ bị đóng (chuyển từ trạng thái khóa sang trạng thái dẫn điện). Khi i_G thay đổi, tùy thuộc vào độ lớn của i_G mà giá trị của điện thế khóa thay đổi theo (điện thế khóa giảm khi i_G tăng). Hiện tượng thyristor dẫn điện do tác dụng điện áp vượt quá u_{BO} ($i_G=0$) là sự cố gây ra do quá điện áp xuất hiện trên lưới.

Thông thường, ta đóng thyristor bằng xung dòng qua mạch G,K. Điện trở thuận r_T và điện áp thuận u_{TO} được định nghĩa tương tự như trường hợp của diode. Khác với diode, các nhánh thuận của thyristor không bắt đầu từ góc zero của hệ trục mà từ giá trị I_H – (holding current) dòng duy trì ở trạng thái dẫn. Nếu giá trị dòng giảm nhỏ hơn i_H thì thyristor trở về trạng thái khóa. Ngay sau khi đóng thyristor, trước khi dòng cổng i_G tắt, đòi hỏi dòng thuận phải đạt đến hoặc vượt hơn giá trị dòng chốt i_L , $i_L > i_H$ (L: Latching).



Để đóng thyristor, khoảng đầu xung dòng kích phải có trị đủ lớn. Dạng xung dòng thường sử dụng cho cổng có dạng như hình H1.18. Do tính chất của lớp nghịch không tốt nên không được phép để xuất hiện trên nó điện thế âm dù chỉ rất nhỏ. Khi thyristor ở trạng thái nghịch việc kích vào cổng G sẽ làm tăng dòng nghịch một cách

vô ích. Các xung điều khiển thường được truyền đến thyristor nhờ các biến áp xung. Nhiệm vụ của nó là tách mạch công suất khỏi nguồn tạo xung kích. Khi sử dụng các biến áp xung, cần phải giải quyết vấn đề làm tắt nhanh dòng từ hóa khi xung bị ngắt (nếu không thì dòng từ không ngừng tăng lên sau mỗi lần đưa xung vào) và vấn đề bảo vệ lớp cổng của thyristor trước điện áp nghịch. Để giải quyết vấn đề trên ta có thể sử dụng dạng mạch ở hình H1.22.

Các tính chất động

Tác dụng điện áp khóa u_V (hoặc u_D): về bản chất đó là tác dụng điện áp nghịch lên lớp bán dẫn (xem hình H1.19). Lúc đó, nó hoạt động như một tụ điện, điện dung của nó phụ thuộc vào độ lớn điện áp đặt vào:

$$i_C = \frac{d(C \cdot u_V)}{dt} = u_V \cdot \frac{dC}{dt} + C \cdot \frac{du_V}{dt}$$

Theo phương trình trên, dòng i_C đạt giá trị lớn khi $\frac{du_V}{dt}$ đủ lớn (giả sử rằng C không đổi). Bởi vì một phần đường dẫn của i_C trùng với đường dẫn của dòng kích cổng nên có tác dụng như đóng kích và làm đóng thyristor ngoài ý muốn. Vì thế người ta giới hạn độ dốc của u_V đến giá trị:

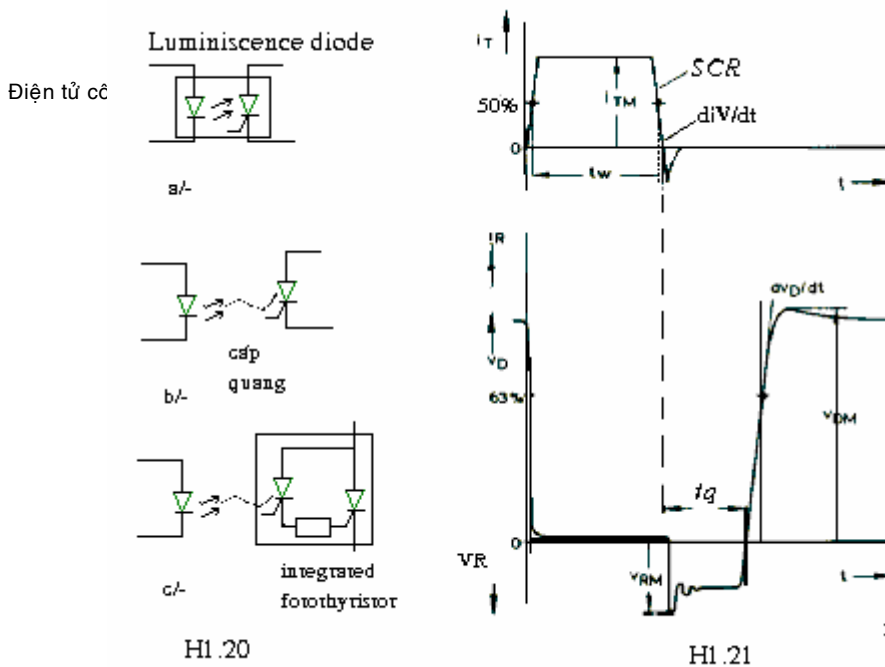
$$S_{u_{crit}} = \left(\frac{du_V}{dt} \right)_{max}$$

Việc đóng thyristor không xảy ra ngay khi xung dòng i_G vào cổng. Thoạt tiên dòng dẫn i_V đi qua một phần nhỏ của tiết diện của thyristor ở chỗ nối với cổng G. Sau đó, điện tích dần tăng dần lên của tiết diện phần bán dẫn, điện áp khóa giảm dần. Đối với các thyristor, thông thường thời gian đóng điện t_{gt} ở trong khoảng $3 \rightarrow 10 \mu s$. Khi dòng i_V tăng nhanh quá, chỉ có một phần nhỏ tiết diện chung quanh mạch cổng G dẫn điện và dẫn đến quá tải, có thể làm tăng nhiệt độ lên đến giá trị làm hỏng linh kiện.

$$\text{Vì thế độ tăng của dòng } i_V \text{ bị giới hạn đến giá trị } S_{crit} = \left(\frac{di_V}{dt} \right)_{max}.$$

Ngắt thyristor (xem hình H1.21): giai đoạn đầu diễn ra tương tự như khi ngắt diode .

Thời gian phục hồi tính nghịch t_{rr} , điện tích chuyển mạch Q_r (lớn hơn đối với thyristor). Sau khi phục hồi điện trở nghịch của các lớp J_1 và J_3 (xem hình H1.19), quá trình ngắt vẫn chưa chấm dứt, cần có thêm một thời gian nữa để khôi phục khả năng khóa - tức là khôi phục điện trở nghịch của lớp J_2 . Vì vậy, ta định nghĩa thêm t_q là thời gian ngắt tối thiểu cần thiết mà SCR cần duy trì áp ngược để khôi phục khả năng khóa, nó bắt đầu khi dòng điện thuận trở về zero cho đến khi điện áp khóa tác dụng trở lại mà không làm SCR đóng lại ($I_g = 0$). Nếu ta tác dụng điện áp khóa lên sớm



hơn khoảng thời gian t_q này, SCR có thể đóng ngoài ý muốn dẫn chưa có xung kích đưa vào cổng kích. Thời gian ngắt phụ thuộc vào các điều kiện lúc ngắt như nhiệt độ chất bán dẫn, dòng bị ngắt, tốc độ giảm dòng và điện áp nghịch. Các thyristor thường có t_q trong khoảng từ vài μs đến hàng trăm μs .

Các hệ quả: công suất tổn hao do đóng ngắt quá điện áp do quá trình chuyển mạch, các giới hạn S_{ucrit} , S_{icrit} . Quá điện áp do quá trình chuyển mạch có thể được giới hạn bằng mạch RC. Cuộn cảm kháng bảo vệ $\frac{di_V}{dt}$ kết hợp với mạch RC (song song với SCR) để giới hạn độ dốc $\frac{du_V}{dt}$.

Khả năng mang tải

Khả năng chịu áp và dòng và khả năng quá tải được xem xét tương tự như diode. Điện thế nghịch cực đại có thể lặp lại u_{RRM} và điện thế khóa u_{DRM} thường bằng nhau và cho biết các giá trị điện áp lớn nhất tức thời cho phép xuất hiện trên thyristor bởi vì điện thế cực đại không lặp lại của thyristor thường không được biết. Khả năng chịu áp của thyristor đạt đến hàng chục kV, thông thường ở mức 5-7 kV, dòng điện trung bình đạt đến khoảng 5.000A. Độ sụt áp khi dẫn điện nằm trong khoảng 1,5-3V. Phần lớn các thyristor được làm mát bằng không khí.

Các thyristor đặc biệt

Thyristor cao áp: có điện áp lặp lại lớn nhất khoảng vài ngàn volt. Các thông số đặc trưng tính chất động của nó không có lợi (Q_r , t_q , S_{ucrit} , S_{icrit}).

Thyristor nhanh: các thông số cải tiến tính chất động được tốt hơn như t_q nhỏ, S_{ucrit} , và S_{icrit} lớn. Khả năng chịu áp và dòng của nó thấp hơn.

Thyristor GATT: bản chất giống như thyristor đáp ứng nhanh. Bằng cách tác dụng điện áp ngược lên mạch cổng, thời gian t_q có thể giảm xuống còn phân nửa so với thyristor nhanh.

Fotothyristor: Có thể cho đóng bình thường bằng xung kích vào cổng G, hoặc bằng tia sáng lên vị trí nhất định của vỏ chứa thyristor.

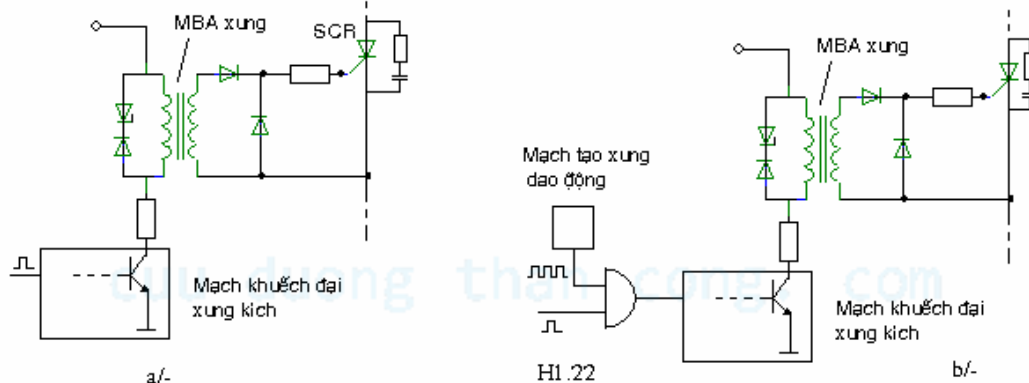
Fotothyristor cách ly nguồn xung kích và mạch công suất, các dạng của nó được vẽ trên hình H1.20. Trong đó phương án ở hình a/- sử dụng dạng vi mạch giúp tận dụng nguồn tia sáng kích thích, phương án b/- và c/- bảo đảm cách ly tốt giữa nguồn xung kích và mạch công suất, do đó hạn chế nhiều tác dụng của sóng nhiễu, dạng c/- chỉ cần công suất kích của nguồn sáng không đáng kể.

Bảng B1.4 Các thông số đặc trưng của thyristor SKKT 41/12E (SEMIKRON)

V_{RRM}	1200V	Điện áp ngược cực đại lặp lại cho phép -Repetitive peak Reverse voltage
V_{DRM}	1200V	Điện áp khoá lặp lại cực đại cho phép -Repetitive peak off-state voltage
V_{RSM}	1300V	Điện áp ngược cực đại không lặp lại cho phép -Non-repeative peak reverse voltage
$(dV/dt)_{crit}$	1000V/ μs	Độ tăng điện áp khóa cho phép
I_{TRMS}	75A	dòng điện hiệu dụng -RMS-on-state current
I_{TAV}	48A	dòng điện trung bình -Mean on state current
$(di/dt)_{crit}$	150A/ μs	Độ tăng dòng điện cho phép khi linh kiện đóng
V_T	Max. 1,95V	điện áp thuận -Direct on- state voltage
V_{GT}	3V	điện áp cổng kích -Gate trigger voltage
I_{GT}	150mA	Dòng điện cổng kích -Gate trigger current
I_H	150mA	dòng điện duy trì -Holding current-
I_L	300A	dòng điện chốt -Latching current

Mạch kích thyristor

Trong các bộ biến đổi công suất dùng thyristor, thyristor và mạch tạo xung kích vào cổng điều khiển của nó cần cách điện. Tương tự như các mạch kích cho transistor, ta có thể sử dụng biến áp xung hoặc optron, xem hình H1.22

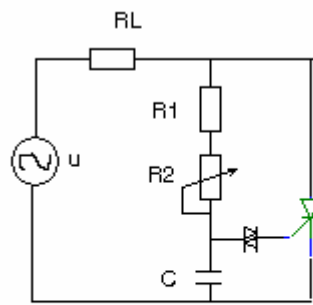


Mạch kích dùng biến áp xung được vẽ trên hình H1.22a. Sau khi tác dụng áp lên mạch cổng B của transistor Q_1 . Transistor Q_1 dẫn bão hòa làm điện áp V_{cc} xuất hiện trên cuộn sơ cấp của biến áp xung và từ đó xung điện áp cảm ứng xuất hiện phía thứ cấp biến áp. Xung tác dụng lên cổng G của thyristor. Khi khóa xung kích cho

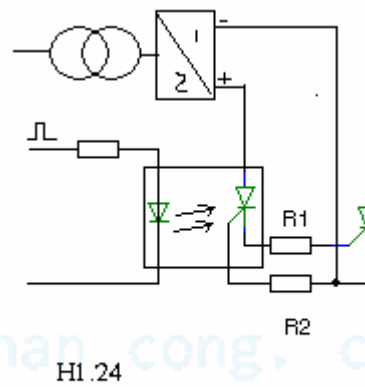
transistor Q_1 bị ngắt dòng qua cuộn sơ cấp biến áp xung duy trì qua mạch cuộn sơ cấp và diode D_m .

Việc đưa xung kích dài vào cổng G làm tăng thêm tổn hao mạch cổng, do đó có thể thay thế nó bằng chuỗi xung. Muốn vậy, xung điều khiển kết hợp với tín hiệu ra của bộ phát xung vuông qua mạch cổng logic AND trước khi đưa vào cổng B của transistor Q_1 (xem H1.22b).

Mạch kích chứa phần tử photocoupler có thể là phototransistor hoặc photothyristor. Xung kích ngắn phát ra từ diode quang ILED (Infrared light emitting diode) kích dẫn foto thyristor và từ đó kích dẫn thyristor công suất H1.24. Mạch kích đòi hỏi có nguồn dc cung cấp riêng vì thế tăng thêm giá thành và kích cỡ của mạch điều khiển.



H1.23



H1.24

Trong nhiều trường hợp ứng dụng, mạch kích đơn giản sử dụng cấu trúc chứa diac như trên hình vẽ H1.23, độ lớn góc kích phụ thuộc thời gian nạp điện tích cho tụ (xác định bởi hằng số thời gian RC) và điện áp tác dụng của diac. Mạch sử dụng trực tiếp nguồn điện công suất để làm nguồn kích. Phạm vi điều khiển góc kích bị hạn chế.

Mạch bảo vệ thyristor: thông thường, mạch RC mắc song song với thyristor (hình H1.22) có thể sử dụng để bảo vệ nó chống quá điện áp. Mạch có thể kết hợp với cuộn kháng bảo vệ mắc nối tiếp với thyristor chống sự tăng nhanh dòng điện qua linh kiện (diV/dt). Các giá trị RC có thể xác định từ điều kiện giới hạn điện áp trên linh kiện hoặc để cho đơn giản, có thể sử dụng bảng tra cứu cung cấp bởi nhà sản xuất-xem bảng B1.5

Bảng B1.5. Mạch bảo vệ SCR chống quá điện áp (SEMIKRON)

Điện áp nguồn AC		≤ 50A	≤ 100A	≤ 200A	≤ 400A	≤ 800A	≤ 1200A
≤ 230V	C[μF]	0.22	0.33	0.68	1	10	4.7
	R[Ω]	47	33	15	15	50	10
	P[W]	5	10	15	25		100
≤ 400V	C[μF]	0.1	0.22	0.47	1	1.5	2.2
	R[Ω]	82	47	22	22	15	12

	P[W]	7	15	30	60	100	150
≤ 500V	C[μF]	0.1	0.22	0.33	0.68	1.5	2.2
	R[Ω]	120	68	33	22	22	18
	P[W]	10	25	40	70	150	250
≤ 690V	C[μF]			0.33	0.47	1.0	1.0
	R[Ω]			47	33	33	22
	P[W]			70	100	100	300

1.7 TRIAC

Triac là linh kiện có thể dẫn dòng điện theo cả hai chiều. Vì vậy định nghĩa dòng thuận và dòng ngược không có ý nghĩa, tương tự cho khái niệm điện áp ngược. Việc kích dẫn triac thực hiện nhờ xung dòng điện đưa vào cổng điều khiển G. Điều kiện để triac đóng điện là đưa xung dòng kích vào cổng điều khiển trong điều kiện tồn tại điện áp trên linh kiện khác zero.

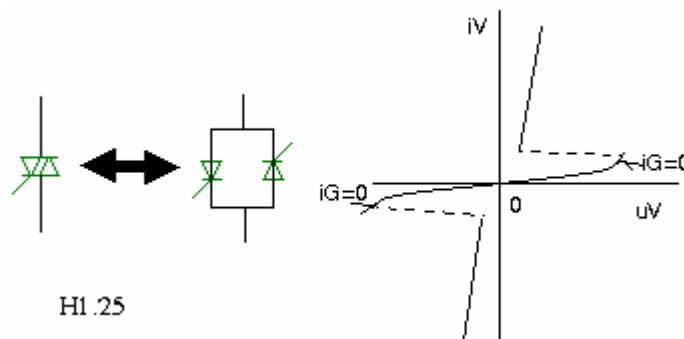
Giống như thyristor, không thể điều khiển ngắt dòng qua triac. Triac sẽ ngắt theo qui luật đã được giải thích đối với thyristor.

Mô tả và chức năng

Việc đóng triac theo cả hai chiều được thực hiện nhờ 1 cổng duy nhất G và xung dòng kích vào cổng G có chiều bất kỳ. Bởi vì triac dẫn điện cả hai chiều nên chỉ có hai trạng thái, trạng thái dẫn và khóa. Mặc dù vậy có thể định nghĩa triac có chiều thuận và chiều nghịch.

Đặc tính V-A

Đặc tính V-A của triac tương tự như thyristor. Do khả năng dẫn điện theo cả hai chiều, đặc tính triac có dạng đối xứng qua tâm tọa độ. Cần nói thêm về trường hợp đặc tính cổng điều khiển. Việc kích đóng triac có thể chia ra làm các trường hợp:



H1.25

$$u_V > 0$$

$$a/- u_G > 0, i_G > 0$$

$$b/- u_G < 0, i_G < 0$$

$$u_{VR} > 0$$

$$c/- u_G > 0, i_G > 0$$

$$d/- u_G < 0, i_G < 0$$

Mặc dù có thể tạo dòng kích có dấu tùy ý, nhưng thực tế việc kích thuận lợi hơn khi dòng kích dương cho trường hợp dòng qua triac dương và dòng kích âm khi dòng qua triac âm.

Các tính chất động

Việc đóng (xem thyristor): thời gian đóng t_{gt} , nhanh nhất ở trường hợp a, chậm nhất ở trường hợp c. Tốc độ tăng của dòng dẫn bị giới hạn bởi:

$$S_{i\text{crit}} = \left(\frac{di_V}{dt} \right)_{\max} = \left(\frac{di_{VR}}{dt} \right)_{\max}$$

Việc ngắt (xem thyristor): thời gian ngắt được tính từ lúc giảm dòng dẫn theo một hướng về 0 đến khi có thể đặt điện áp khóa cùng chiều đó lên triac. Nếu ta ngắt dòng dẫn của triac trong một chiều nào đó, điện thế khóa ở chiều ngược lại tăng lên ở cuối quá trình chuyển mạch với tốc độ lớn có thể gây ra việc đóng ngoài ý muốn. Vì thế, tốc độ tăng của điện thế khóa khi chuyển mạch bị giới hạn bởi giá trị:

$$S_{u\text{crit}} = \left(\frac{du_V}{dt} \right)_{\max} = \left(\frac{du_{VR}}{dt} \right)_{\max}$$

Các giá trị $S_{u\text{crit}}$ thường nhỏ hơn 20V/μs. Tốc độ giới hạn của điện thế khóa $S_{u\text{crit}}$ đối với triac điện ở trạng thái không dẫn điện có giá trị cao hơn - khoảng vài trăm V/μs.

Khả năng chịu tải

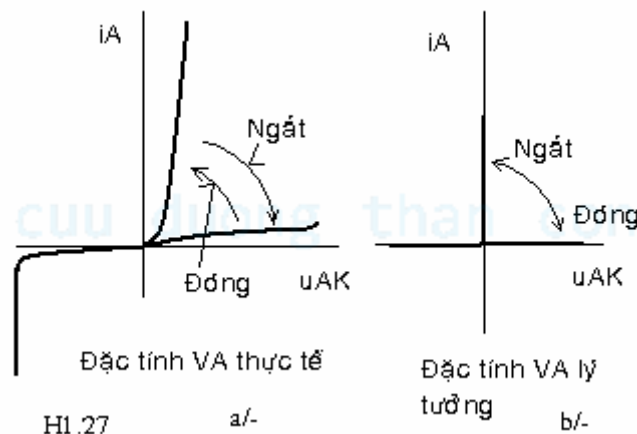
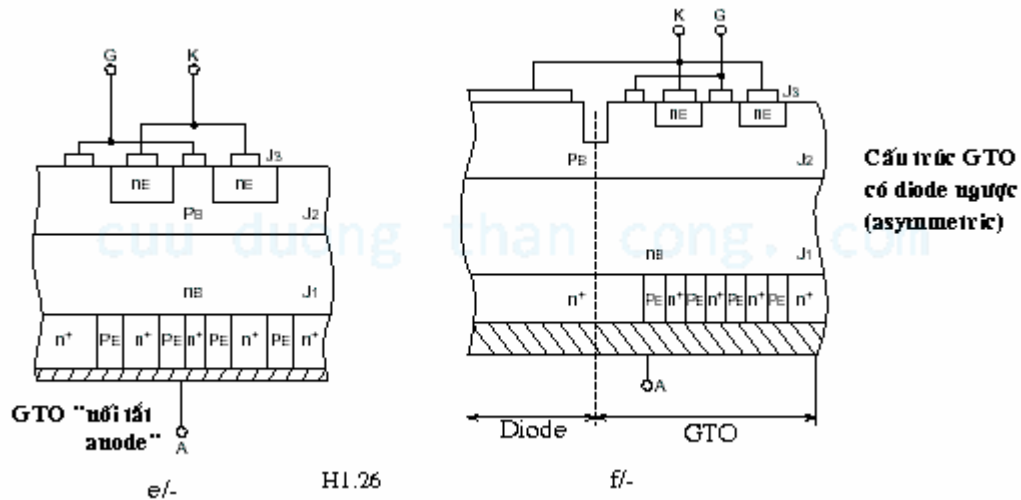
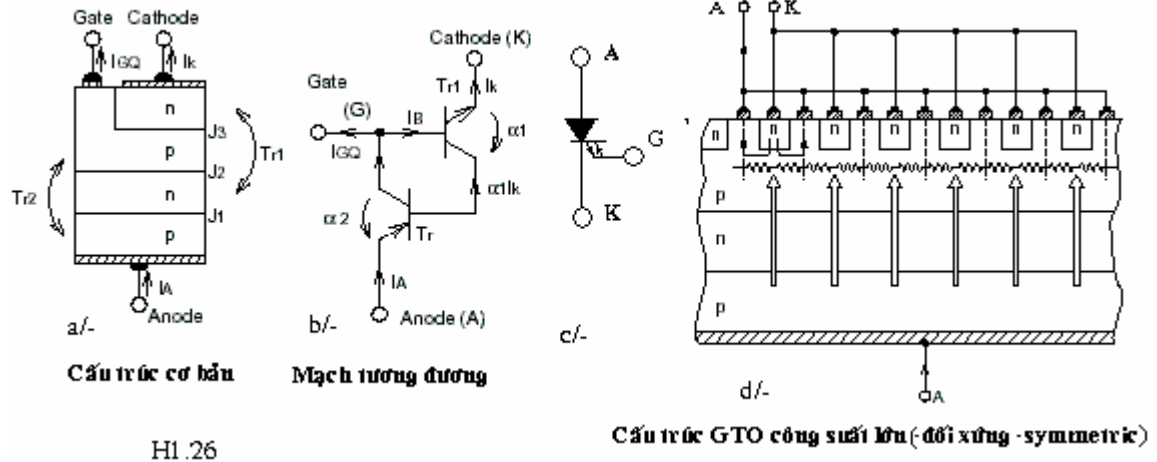
Định mức điện áp: Xác định theo điện áp khóa cực đại có thể lặp lại, nó bằng nhau cho cả hai hướng $u_{\text{DRM}} = u_{\text{RRM}}$. Điện áp cực đại không lặp lại không được biết.

Định mức dòng điện: Xác định theo giá trị hiệu dụng lớn nhất của dòng dẫn i_{VM} . Thường được định nghĩa cho dòng hình sin đối với nhiệt độ cho trước và vận tốc làm mát cho trước.

Bảng B1.6 Các thông số cơ bản của triac BCR5AS (Mitsubishi)

V_{DRM}	600A	Điện áp khóa lặp lại cực đại- repetitive peak off-state voltage
I_{TRMS}	5A	Trị hiệu dụng dòng điện dẫn- RMS on-state current
$I_{\text{FGT}}, I_{\text{RGT}}$	30mA	Dòng điện kích
V_{DSM}	720V	Điện áp khóa không lặp lại cực đại- non-repetitive peak off-state voltage
I_{TSM}	50A	Dòng điện đỉnh không lặp lại cực đại qua linh kiện-dạng sin- surge on-state current
V_{GM}	10V	Điện áp kích cực đại – peak gate voltage
I_{GM}	2A	Dòng điện kích cực đại- peak gate current
V_{TM}	Max. 1,8V	Điện áp trên triac khi dẫn điện- on state voltage
$V_{\text{FGT}}, V_{\text{RGT}}$	Max. 1,5V	Điện áp kích cổng
$I_{\text{FGT}}, I_{\text{RGT}}$	Max. 30mA	Dòng điện kích cổng
$(dV/dt)_{\text{crit}}$	5V/μs	Độ tăng điện áp “khóa” – critical-rate of rise off-state commutating voltage
$(di_T/dt)_{\text{crit}}$	100A/ μs	Độ tăng dòng điện qua linh kiện cực đại-Critical rate of rise of on-state current

1.8 GTO (GATE TURN OFF THYRISTOR)

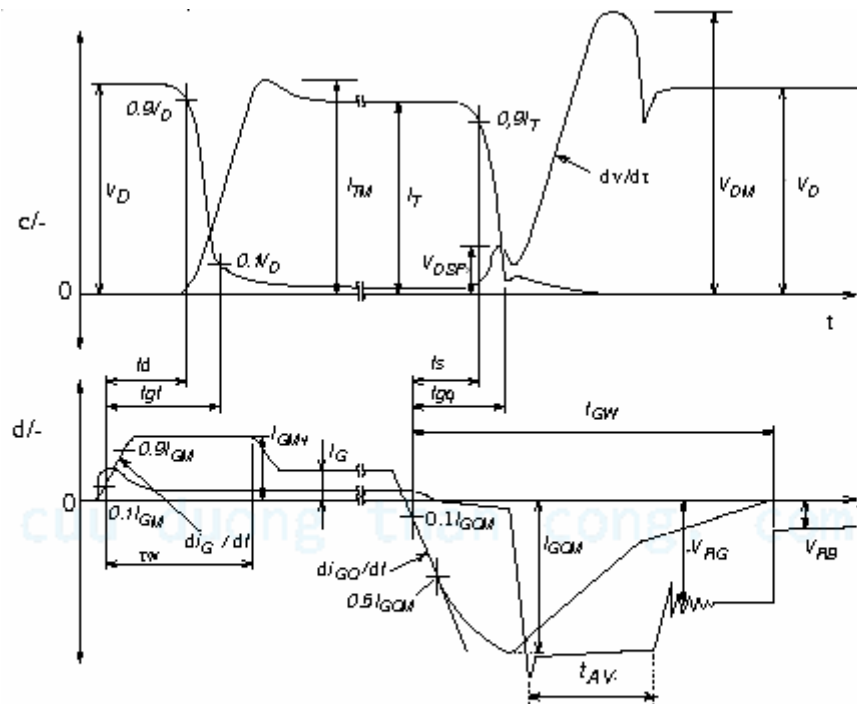


GTO có cấu tạo gồm bốn lớp pnpn tương tự với thyristor thông thường (SCR)- hình H1.26a, với các tính năng tương tự của thyristor với điểm khác biệt là có thể điều khiển ngắt dòng điện qua nó. Mạch tương đương GTO được vẽ trên hình H1.26b có

Điện tử công suất 1

cấu trúc tương tự mạch mô tả SCR nhưng có thêm cổng kích ngắt mắc song song cổng kích đóng. Ký hiệu linh kiện GTO vẽ trên hình H1.26c. Cấu trúc thực tế (loại GTO đối xứng) vẽ trên hình H1.26d.

GTO được kích đóng bằng xung dòng điện tương tự như khi kích đóng thyristor thông thường. Dòng điện kích đóng được tăng đến giá trị I_{GM} và sau đó giảm xuống đến giá trị I_G . Điểm khác biệt so với yêu cầu xung kích đóng SCR là dòng kích I_G phải tiếp tục duy trì trong suốt thời gian GTO dẫn điện.



H1.27c/- Quá trình điện áp và dòng điện anode
d/- Quá trình điện áp và dòng điện mạch cổng G

Để kích ngắt GTO, xung dòng điện âm lớn được đưa vào cổng G – cathode với độ dốc (di_{GQ}/dt) lớn hơn giá trị qui định của linh kiện, nó đẩy các hạt mang điện khỏi cathode, tức ra khỏi emitter của transistor pnp và transistor npn sẽ không thể hoạt động ở chế độ tái sinh. Sau khi transistor npn tắt, transistor pnp còn lại sẽ hoạt động với cổng kích đóng ở trạng thái mở và linh kiện trở về trạng thái không dẫn điện. Tuy nhiên, dòng điện yêu cầu mạch cổng G để tắt GTO có giá trị khá lớn. Trong khi xung dòng điện cần đưa vào cổng để kích đóng GTO chỉ cần đạt giá trị khoảng 3-5%, tức khoảng 30A với độ rộng xung $10\mu s$ đối với loại linh kiện có dòng định mức 1000A thì xung dòng điện kích cổng để ngắt GTO cần đạt đến khoảng 30-50%, tức khoảng 300A với độ rộng xung khoảng 20-50 μs . Mạch cổng phải thiết kế có khả năng tạo xung dòng kích tối thiểu đạt các giá trị yêu cầu trên (I_{GQM}). Điện áp cung cấp mạch cổng để tạo xung dòng lớn vừa nêu thường có giá trị thấp, khoảng 10-20V với độ rộng xung khoảng 20-50 μs , năng lượng tiêu tốn cho việc thực hiện kích ngắt GTO không cao. Quá trình điện áp và dòng điện mạch anode và mạch cổng khi kích

đóng GTO và kích ngắt nó được mô tả trên hình H1.27c,d. Năng lượng kích ngắt GTO nhiều gấp 10-20 lần năng lượng cần cho quá trình kích đóng GTO. Điểm bất lợi về mạch kích ngắt là một nhược điểm của GTO khi so sánh nó với IGBT. Hệ quả là thời gian ngắt dòng điện kéo dài, khả năng chịu di/dt , dv/dt kém, mạch bảo vệ khi kích đóng và kích ngắt làm tăng chi phí lắp đặt cũng như làm công suất tổn hao tăng lên. Do khả năng kích ngắt chậm nên GTO được sử dụng trong các bộ nghịch lưu điều chế độ rộng xung (PWM) với tần số đóng ngắt thấp. Tuy nhiên, điều này chấp nhận được trong các ứng dụng công suất lớn. Mạch điều khiển kích ngắt GTO có giá thành tương đương giá thành linh kiện.

Độ sụt áp của GTO khi dẫn điện cao hơn khoảng 50% so với thyristor nhưng thấp hơn 50% so với IGBT với cùng định mức. GTO có khả năng chịu tải công suất lớn hơn IGBT và được ứng dụng trong các thiết bị điều khiển hệ thống lưới điện (FACTS Controller) đến công suất vài trăm MW.

GTO được chia làm hai loại - loại cho phép chịu áp ngược (symmetrical), và loại “nối tắt anode” (anode short GTO thyristor) chỉ có khả năng khoá áp thuận trị số lớn. Loại thứ nhất có cấu trúc giống như SCR, có khả năng chịu được áp khóa và áp ngược với giá trị lớn gần như nhau. Loại thứ hai- GTO có anode nối tắt, có một phần lớp J_1 bị nối tắt nhờ lớp $n+$ (H.26e). Do đó, khả năng khoá áp ngược của loại GTO này kém, bằng khả năng chịu áp ngược của lớp J_3 (khoảng dưới 15V). Tuy nhiên, bù lại, cấu tạo của nó cho phép đạt được khả năng chịu áp khóa và dòng điện lớn cũng như khả năng giảm sụt áp khi dẫn điện và nó thích hợp cho các ứng dụng đòi hỏi tần số đóng ngắt lớn nhưng không cần khả năng chịu áp ngược cao (chẳng hạn các bộ nghịch lưu áp). Để tăng cường hiệu quả sử dụng, các GTO còn được chế tạo với diode ngược tích hợp trong linh kiện (reverse conducting GTO Thyristor hoặc asymmetric GTO). Cấu tạo linh kiện gồm phần GTO có anode đối xứng và phần gọi là diode phục hồi nhanh (fast recovery diode) - xem hình H1.26f, cho phép linh kiện dẫn dòng điện ngược mà không cần lắp đặt diode ngược ở ngoài linh kiện, làm giảm kích thước và khối lượng mạch điện sử dụng GTO

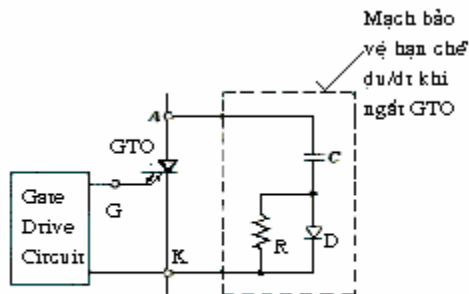
Mạch bảo vệ

Linh kiện GTO cần phải có mạch bảo vệ. Quá trình ngắt GTO đòi hỏi sử dụng xung dòng kích đủ rộng. Điều này dẫn đến thời gian ngắt dài, khả năng di/dt và dv/dt của GTO thấp. Vì thế, cần phải giới hạn các trị số hoạt động không vượt quá giá trị an toàn trong quá trình ngắt GTO. H1.28 vẽ mạch bảo vệ GTO trong quá trình ngắt. Tụ điện C dùng để bảo vệ GTO trong quá trình kích ngắt phải có giá trị điện dung lớn hơn giá trị qui định của nhà sản xuất, đạt đến độ lớn khoảng vài μF . Ngoài ra, GTO đòi hỏi mạch bảo vệ chống hiện tượng tăng nhanh dòng điện khi đóng.

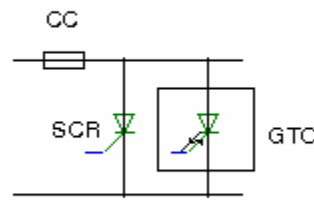
Diode của mạch bảo vệ phải có khả năng chịu gai dòng lớn bởi vì trong quá trình sẽ xuất hiện dòng có biên độ lớn qua diode và tụ điện. Điện trở mạch bảo vệ có trị số nhỏ và đảm bảo tụ xả điện hoàn toàn trong khoảng thời gian đóng ngắn nhất của GTO khi vận hành. Khi GTO đóng, năng lượng tích trữ trên tụ sẽ phải tiêu tán hết trên điện trở này. Vì thế, giá trị định mức công suất của điện trở khá cao.

Mỗi GTO có một giá trị dòng được điều khiển cực đại mà nếu vượt quá thì không thể ngắt nó bằng xung dòng ngược ở cổng Gate. Nếu trong quá trình vận hành bộ biến đổi công suất sử dụng GTO như linh kiện đóng ngắt, sự cố có thể xảy ra (ví

dụ như ngắn mạch) gây nên hiện tượng quá dòng, hệ thống bảo vệ phải được thiết kế để nhận biết sự cố và ngắt GTO để bảo vệ linh kiện. Nếu như giá trị dòng qua GTO khi sự cố xảy ra thấp hơn trị số dòng cực đại thì có thể ngắt GTO bằng xung dòng cổng âm điều khiển với biên độ thích hợp. Nhưng nếu giá trị dòng sự cố vượt quá giá trị bảo vệ bằng xung dòng âm, cần sử dụng mạch “bảo vệ kiểu đòn bẩy” (gồm khóa công suất mắc song song với linh kiện GTO). Nguyên lý hoạt động của mạch bảo vệ là tạo ngắn mạch nguồn cấp điện cho GTO bằng cách kích đóng một SCR mắc song song với linh kiện GTO. Dòng ngắn mạch làm chảy cầu chì và cắt linh kiện GTO khỏi nguồn. Điều đó được minh họa trên H1.29.



H1.28



H1.29

Trong những năm gần đây, GTO trở thành linh kiện đóng ngắt được sử dụng rộng rãi cho các mạch công suất lớn: một GTO loại “nối tắt anode” có giá trị định mức áp khoảng 4500V và định mức dòng 6000A. Các giá trị tương ứng của loại GTO cho phép dẫn dòng ngược là 4500V và 3000A (Mitsubishi 1998). Điện áp đặt trên GTO khi dẫn điện thường cao hơn SCR (2-3V). Tốc độ đóng ngắt từ vài μs đến 25 μs . Tần số đóng ngắt khoảng 100Hz đến 10kHz.

Linh kiện công suất sẽ trở nên chất lượng cao nếu cho độ sụt áp thấp khi dẫn điện (như thyristor), yêu cầu mạch điều khiển đơn giản và khả năng ngắt dòng nhanh (như IGBT). Hiện nay, một số linh kiện như vậy đã xuất hiện trên thị trường và chúng có khả năng thay thế dẫn GTO. Chúng có thể xem là những dạng cải tiến của GTO, chế tạo theo nguyên lý khối tích hợp (Power Electronics Building Block- PEBB) nhằm giảm bớt các yêu cầu về mạch kích và làm tăng khả năng ngắt nhanh. Các linh kiện này gồm MTO (MOS Turn-Off Thyristor), ETO (Emitter Turn-Off Thyristor) và IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor).

Bảng B1.7: Các thông số cơ bản của GTO FG1000BV-90DA (Mitsubishi)

Thông số	Độ lớn	Ghi chú
V_{DRM}	4.500V	Điện áp khóa đỉnh lặp lại tuần hoàn cực đại (Repetitive peak off state voltac)
$I_{T(AV)}$	400A	Dòng trung bình ($f=60Hz$ dạng sin, góc dẫn 180°)
$di/dt \max$	1000A/ μs	Tốc độ tăng dòng khi đóng cực đại
I_{TORM}	1000A	Giá trị dòng thuận cực đại mà linh kiện có thể điều khiển ngắt được (mạch bảo vệ $C_s=0,7 \mu F, L_s=0,3 \mu H$). Linh kiện có thể bị hỏng nếu nó thực hiện kích ngắt dòng điện lớn hơn I_{TORM}
V_{RRM}	17V	Điện áp ngược đỉnh cực đại cho phép
V_{TM}	Max. 4V	Điện áp thuận cực đại

I_{RRM}	Max. 100mA	Dòng ngược cực đại (tương ứng với V_{RRM})
I_{DRM}	Max. 100mA	Dòng thuận cực đại ở trạng thái khóa.
t_{gt}	Max. 10 μ s	Thời gian trễ khi đóng
t_{gq}	Max. 20 μ s	Thời gian trễ khi ngắt.
I_{GQM}	300A	Dòng kích ngắt qua cổng G
V_{GT}	Max. 1,5V	Điện áp cổng khi kích đóng
I_{GT}	Max. 2500mA	Dòng điện cổng khi kích đóng

1.9 IGCT (INTEGRATED GATE COMMUTATED THYRISTOR)

Cấu tạo và chức năng:

Sự cải tiến công nghệ chế tạo GTO thyristor đã dẫn đến phát minh công nghệ IGCT.

GCT –Gate –Commutated Thyristor là một dạng phát triển của GTO với khả năng kéo xung dòng điện lớn bằng dòng định mức dẫn qua cathode về mạch cổng trong 1 μ s để đảm bảo ngắt nhanh dòng điện. Cấu trúc của GCT và mạch tương đương của nó giống như của GTO.

IGCT là linh kiện gồm GCT và có thêm một số phần tử hỗ trợ, bao gồm cả board mạch điều khiển và có thể gồm cả diode ngược.

Để kích đóng GCT, xung dòng điện được đưa vào cổng kích làm đóng GCT tương tự như trường hợp GTO.

Để kích ngắt GCT, mỗi nối pn base-emitter được phân cực ngược bằng cách cung cấp điện áp nguồn ngược chiều. Điều này làm triệt tiêu dòng điện qua cathode vì toàn bộ dòng điện đi qua cathode sẽ được đẩy sang mạch cổng với tốc độ rất nhanh và biến GCT trở thành một transistor pnp.

Để có thể tạo dòng điện qua mạch cổng tăng nhanh và đủ lớn, GCT (IGCT) được chế tạo đặc biệt để giảm cảm kháng mạch cổng (mạch vòng cổng điều khiển – cathode) đến giá trị nhỏ nhất.

Vấn đề mấu chốt của GCT là tạo khả năng tăng nhanh dòng điện qua cổng. Điều này đạt được bằng ống dẫn điện đồng trục qua mạch cổng- cathode và công nghệ mạch điều khiển nhiều lớp (multilayer). Chúng cho phép dòng cổng tăng với tốc độ 4kA/ μ s khi điện thế cổng- cathode ở mức 20V. Trong thời gian 1 μ s, transistor npn của GTO bị ngắt hoàn toàn và cực cổng của transistor pnp còn lại bị mở làm GCT bị ngắt. Do việc ngắt thực hiện bằng xung dòng rất ngắn nên công suất tổn hao mạch cổng được giảm đến mức tối thiểu. Công suất tiêu thụ của GCT giảm đi khoảng 5 lần so với trường hợp GTO.

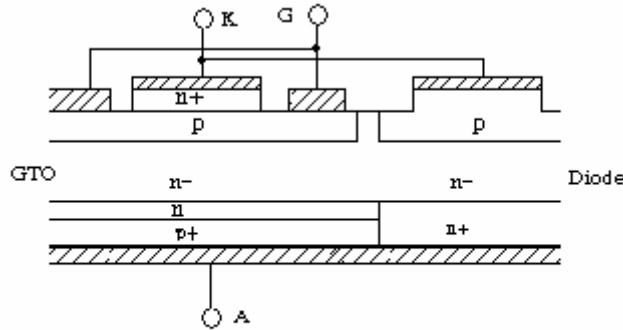
Lớp p phía anode được làm mỏng và làm giàu hạt mang điện chút ít để cho phép khử các hạt mang điện phía anode nhanh hơn trong thời gian ngắt. IGCT có thể tích hợp diode ngược bằng mỗi nối n^+n-p được vẽ bên phải của hình H1.30. Diode ngược cần thiết trong cấu tạo của các bộ nghịch lưu áp.

Quá trình ngắt dòng điện của GCT bởi tác dụng xung dòng kích cổng được vẽ minh họa trên hình H1.32. Để có thể so sánh với quá trình ngắt dòng của GTO, đồ thị của dòng cổng được vẽ cho hai trường hợp.

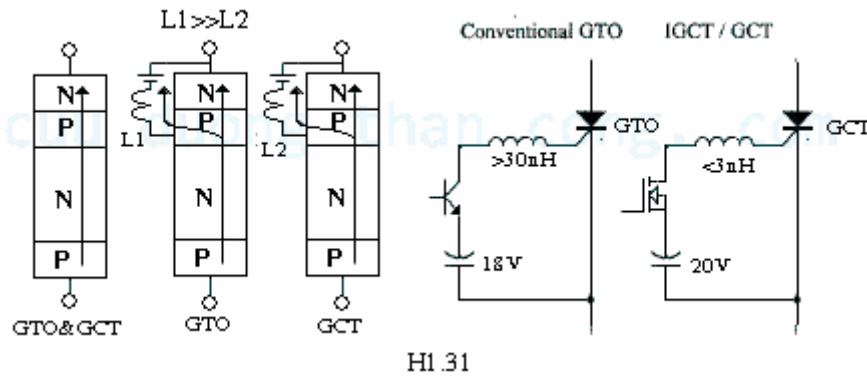
Khả năng chịu tải

Điện tử công suất 1

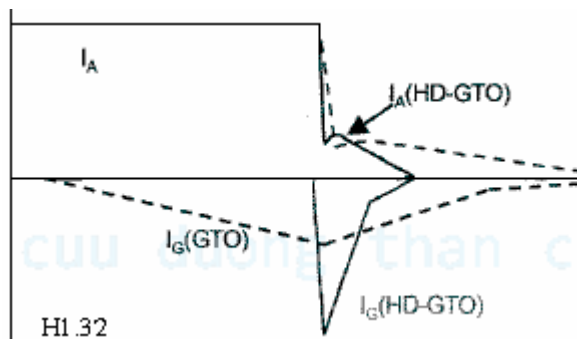
Ưu điểm chính của IGCT thể hiện ở các mặt sau: - khả năng chịu áp khóa cao đến 6kV (dự kiến sẽ tăng lên đến 10kV) với độ tin cậy cao; tổn hao thấp khi dẫn điện bởi có khả năng dẫn như thyristor; khả năng giới hạn dòng ngắn mạch sử dụng mạch bảo vệ chứa cuộn kháng hạn chế di/dt (turn on snubber) và giá thành thấp do tận dụng công nghệ silicon với mức tích hợp năng lượng cao.



H1.30 Cấu trúc IGCT có diode ngược



H1.31



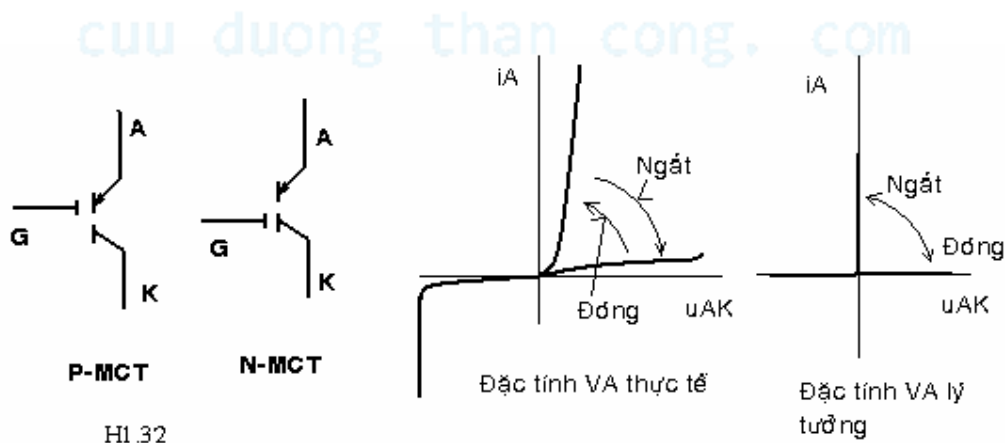
H1.32

Các thiết bị sử dụng IGCT có công suất thay đổi trong khoảng 0,3 đến 5MW cho các ứng dụng truyền động điện nói chung, đến 5MW cho thiết bị ổn định điện áp (Dynamic Voltage Restorer), nguồn dự phòng (Dynamic UPS) và máy cắt, đến 20MW đối với các truyền động đặc biệt, 25MW đối với mạch siêu dẫn từ SMES (Supermagnetic Energy Storage) và 100MW cho thiết bị truyền tải điện (interties).

Bảng B1.8 Các thông số cơ bản của GCT đối xứng FGC800A-130DS (Mitsubishi)

Điện áp khóa	V_{DRM}	6500V với $V_{GK} = -2V$
Điện áp ngược	V_{RRM}	6.500V
Dòng điện thuận cực đại mà linh kiện có thể kích ngắt	I_{TORM}	800A với $di_{GQ}/dt = 1200A/\mu S$, không mạch bảo vệ
Dòng thuận trung bình	$I_T(AV)$	330A- dạng sin, $f=60Hz$, góc dẫn 180°
Thời gian lưu trữ (storage time)	t_s	$3\mu S$ với $di_{GQ}/dt = 1200V/\mu S$, $C_s = 0,1\mu F$, $R_s = 10\Omega$
Tốc độ tăng tối hạn của dòng điện	di/dt	$1000A/\mu S$ với $I_{GM} = 90A$, $di_G/dt = 50A/\mu S$, $C_s = 0,1\mu F$, $R_s = 10\Omega$
Thời gian đóng (turn on time)	T_{gt}	Max. $5\mu S$ với $i_{GM} = 90A$ và $di_G/dt = 50A/\mu S$
Độ sụt áp khi dẫn	V_{TM}	Max. 8V với $I_T = 800A$
Dòng ngược cực đại	I_{RRM}	Max. 150mA
Dòng điện ở trạng thái khóa	I_{DRM}	Max. 100mA
Tốc độ tăng điện áp khóa	dV/dt	Min. 3000V/ μs
Dòng điện kích đóng	I_{GT}	Max. 0,5A
Điện áp xung kích đóng	V_{GT}	Max. 1,5V

1.10 MCT (MOS CONTROLLED THYRISTOR)



MCT (MOS - CONTROLLED THYRISTOR)

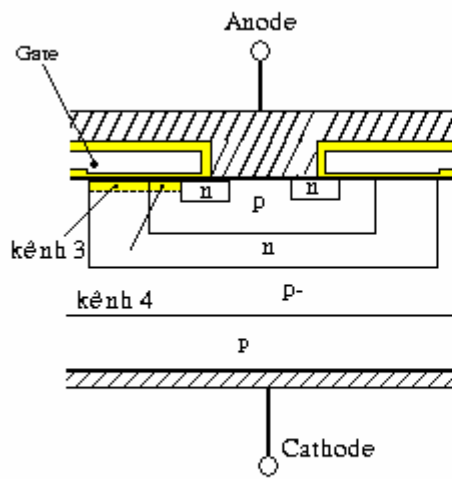
Cấu tạo và chức năng

MCT có cấu tạo kết hợp công nghệ của thyristor với ưu điểm tổn hao dẫn điện thấp và khả năng chịu áp cao và của MOSFET với khả năng đóng ngắt nhanh.

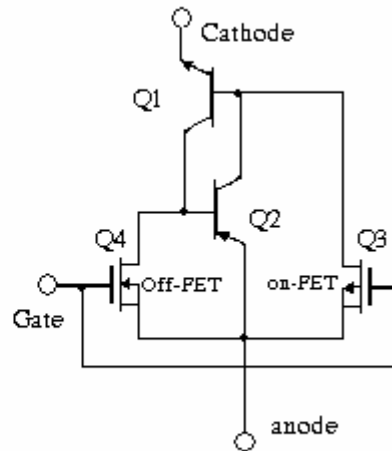
Hình vẽ H1.33 mô tả cấu trúc cắt ngang của một MCT, trong đó MOSFET được tích hợp trong cấu trúc của SCR để thực hiện điều khiển quá trình đóng và ngắt linh kiện này. MCT được điều khiển qua cổng MOS. Trong công nghiệp thường xuất hiện các MCT loại p. Ký hiệu và đặc tính của MCT được mô tả trên hình H1.32.

Để kích dẫn MCT, xung điện áp âm được đưa vào giữa cổng gate- anode. Điều này dẫn đến việc đóng On- FET (p-FET) (trong khi đó cổng “off-FET” (n-

FET) vẫn bị khóa) và kích thích lớp cổng đệm -emitter của transistor npn Q_1 . Transistor Q_1 và Q_2 sau đó chuyển sang trạng thái dẫn điện.



Cấu trúc của MCT



Mạch tương đương

H1.33

Để ngắt MCT, điện áp cổng gate – anode chuyển sang giá trị dương. Điều này làm Off-FET Q_4 dẫn điện và làm nối tắt mạch emitter – lớp đệm của transistor Q_2 . Transistor Q_2 vì thế bị tắt làm MCT bị ngắt.

MCT đạt độ sụt áp thấp khi dẫn điện (như GTO) và thấp hơn cả IGBT. Phương pháp điều khiển dùng xung điện áp (như MOSFET, IGBT). Mạch lái đơn giản hơn so với GTO vì không đòi hỏi xung dòng điện âm kích cổng. Tốc độ đóng ngắt của MCT nhanh hơn so với GTO. Vì thế, MCT đang dần trở thành linh kiện điều khiển ngắt lý tưởng cho các tải có yêu cầu độ sụt áp thấp, tổn hao thấp và đóng ngắt nhanh. Khả năng dòng điện của MCT nhỏ hơn so với GTO.

Khả năng chịu tải

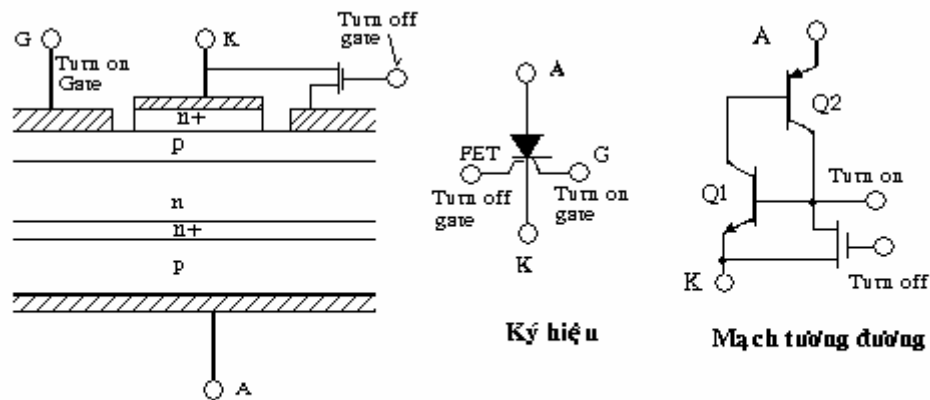
MCT được áp dụng cho các trường hợp yêu cầu điện trở và độ tự cảm nhỏ với khả năng chịu được gai dòng điện lớn và di/dt cao. MCT có khả năng chịu được độ tăng dòng điện $1.400\text{kA}/\mu\text{s}$ và giá trị dòng đỉnh 14kA , tính qui đổi trên diện tích là $40\text{kA}/\text{cm}^2$ đối với xung dòng điện. Các MCT được chế tạo ở dạng tích hợp ví dụ gồm 4 đến 6 linh kiện (ThinPak).

MCT được sử dụng làm thiết bị phóng nạp điện cho máy bay, xe ô tô, tàu thủy, nguồn cung cấp, ti vi. MCT cũng được sử dụng làm công tắc chuyển mạch mềm (Soft switching) trong các mạch dao động cộng hưởng (Auxiliary Resonant Commutated Pole). Khả năng chịu di/dt cao và gai dòng lớn còn mở ra hướng phát triển dùng MCT chế tạo các máy cắt với ưu điểm gọn nhẹ, giá thành hạ và đáp ứng nhanh so với các máy cắt bán dẫn hiện tại. MCT dạng tích hợp (ThinPak) còn được sử dụng trong các hệ truyền động máy kéo trong giao thông vận tải.

1.11 MTO (MOS TURN OFF THYRISTOR)

Linh kiện MTO thyristor được phát triển bởi hãng SPCO (Silicon Power Coperation) trên cơ sở công nghệ GTO và MOSFET. Chúng khắc phục các nhược điểm của GTO liên quan đến công suất mạch kích, mạch bảo vệ và các hạn chế của tham số dv/dt . Không giống như IGBT tích hợp cấu trúc MOS phủ lên toàn bộ tiết diện bán dẫn, MTO đặt MOS FET trên phần silicon.

Các linh kiện có cấu trúc tương tự thyristor như MTO (xem hình H1.34) và GTO thường được sử dụng trong các trường hợp có yêu cầu công suất lớn nhờ ở khả năng hoạt động gần như một công tắc 2 trạng thái lý tưởng có tổn hao thấp ở cả hai trạng thái “on” và “off”.



Cấu trúc MTO

H1.34

Cấu trúc MTO gồm 4 lớp và hai cổng điều khiển- một cổng điều khiển kích đóng và một cổng điều khiển kích ngắt. Tại hai cổng này, lớp kim loại được ghép trên lớp p.

MTO được kích đóng bằng xung dòng điện trong khoảng thời gian 5-10 μs vào cổng “turn on”-G₁, tương tự như khi kích GTO. Xung dòng này sẽ cung cấp dòng điện vào lớp đệm của transistor NPN Q₁ mà dòng qua collector của nó sẽ cung cấp dòng đệm cho transistor NPN Q₂ và quá trình tái sinh diễn ra sau đó tạo thành trạng thái dẫn điện của MTO.

Để ngắt dòng qua MTO, một xung điện áp khoảng 15V cần đưa vào cổng “off” G₂- tương tự như khi ngắt MCT. Xung điện áp trên sẽ làm cấu trúc mạch FET dẫn điện, làm nổi tắt mạch emitter và cổng kích của transistor npn Q₁. Do đó, làm giảm khả năng dẫn lớp emitter và lớp đệm của transistor Q₁ và quá trình tái sinh sẽ dừng lại. So với trường hợp GTO phải sử dụng xung dòng âm rất lớn để dập tắt quá trình tái sinh của transistor Q₁, quá trình ngắt dòng của MTO diễn ra nhanh hơn nhiều (1-2 μs so với 10-20 μs). MTO tắt với thời gian lưu trữ (storage time) ngắn hơn nhiều so với GTO, do đó tổn hao tương ứng hầu như được loại bỏ và đạt đáp ứng nhanh hơn so với GTO.

Những ưu điểm trên làm giảm giá thành chế tạo và tăng độ tin cậy hoạt động.

Khả năng chịu tải:

MTO thích hợp sử dụng cho các truyền động công suất lớn, điện áp cao ($>3\text{kV}$ cho đến 10kV), dòng điện lớn hơn 4000A , độ sụt áp thấp (thấp hơn so với IGBT) và cho công suất tải trong phạm vi 1MVA đến 20MVA do khả năng điều khiển đơn giản và chịu được áp khóa lớn. MTO có thể sử dụng cho các thiết bị điều khiển công suất trong hệ thống điện (FACTS Controller) làm việc trên nguyên lý điều chế độ rộng xung PWM. Các nguồn điện dự phòng công suất lớn (UPS) cũng là một hướng áp dụng của MTO. Khả năng điều khiển cắt nhanh và dễ dàng của MTO làm cho nó có thể ứng dụng thuận lợi làm các thiết bị cắt dòng điện dc và dòng điện ac.

1.12 ETO (EMITTER TURN-OFF THYRISTOR)

Giống như MTO, ETO được phát triển trên cơ sở kết hợp các công nghệ của GTO và MOSFET. ETO được phát minh bởi Trung tâm điện tử công suất Virginia (Virginia Power Electronics Center) hợp tác với hãng SPCO. Ký hiệu ETO và mạch tương đương của nó được vẽ trên hình H1.35

Linh kiện MOSFET T_1 mắc nối tiếp với GTO và linh kiện MOSFET T_2 mắc nối tắt giữa cổng kích của GTO và linh kiện MOSFET T_1 . Thực tế, T_1 bao gồm một số n-MOSFET và T_2 gồm một số p-MOSFET, chúng được thiết kế bao quanh GTO để giảm tối đa cảm kháng giữa các linh kiện MOSFET và cổng cathode của GTO.

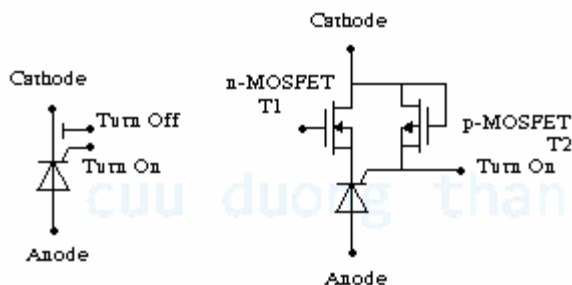
ETO có hai cổng điều khiển: một cổng của riêng GTO được sử dụng để đóng nó và cổng thứ hai là cổng kích vào cổng MOSFET nối tiếp để ngắt ETO.

Khi áp đặt một điện thế để kích ngắt ETO lên cổng n-MOSFET, n-MOSFET bị tắt và nó đẩy toàn bộ dòng điện đang dẫn qua mạch cathode (lớp emitter n của transistor npn trong cấu tạo GTO) sang mạch cổng kích của ETO với sự hỗ trợ của MOSFET T_2 . Do đó, quá trình tái sinh trong linh kiện kết thúc làm linh kiện bị ngắt.

Điểm thuận lợi do cấu trúc chứa MOSFET nối tiếp mang lại là nó tạo điều kiện để chuyển dòng điện từ cathode sang mạch cổng thực hiện hoàn toàn và nhanh chóng, cho phép ngắt đồng thời tất cả các cathode trong cấu hình linh kiện. Điểm không thuận lợi là linh kiện MOSFET nối tiếp này phải dẫn toàn bộ dòng điện qua

cathode của GTO, vì thế làm tăng thêm độ sụt áp và tổn hao. Tuy nhiên, các MOSFET này có điện áp thấp khi dẫn ($0,3\text{--}0,5\text{V}$) nên các hệ quả nêu trên không quan trọng.

ETO về cơ bản gồm GTO có trang bị thêm linh kiện phụ dạng MOSFET, nó giúp ngắt GTO nhanh và vì vậy giảm đáng kể tổn hao mạch cổng. Với đặc điểm như vậy, chi phí mạch



Ký hiệu ETO

H1.35

Mạch tương đương ETO

kích và mạch bảo vệ giảm đáng kể, đồng thời nâng cao khả năng công suất của GTO.

Bảng B1.9. So sánh thông số của các linh kiện IGBT, GCT,ETO

	IGBT Mitsubishi CM1200HA-66H	GCT Mitsubishi FGC4000BX- 90DS	ETO4060 (Toshiba GTO) SG4000JX26	ETO1045 (Westcode GTO) WG10045S	
Điện áp khóa	3300V	4500V	6000V	4500V	
Điện áp hoạt động	1750VDC	3000VDC	3600VDC	3000VDC	
Dòng điện hoạt động	2400A	4000A	4000A	1500A	
Độ sụt áp khi dẫn	6.5/2400	4.0/4000	5.0/4000	4.6/1500	125 ⁰ C
Độ sụt áp khi dẫn	4.1/800	2.6/1200	3.2/1200	2.6/500	125 ⁰ C
Thời gian ngắt [μ S]	10	3	7	7	
Công suất mạch kích [W]	1	179	35	10	500Hz

1.13 SO SÁNH KHẢ NĂNG HOẠT ĐỘNG CỦA CÁC LINH KIỆN

Khả năng hoạt động của các linh kiện bán dẫn công suất được so sánh theo hai khía cạnh công suất mang tải và tốc độ đóng ngắt được minh họa trên hình H1.36 và H1.37 dựa theo số liệu tra cứu năm 98-99 của hãng EUPEC và số liệu [44],[57].

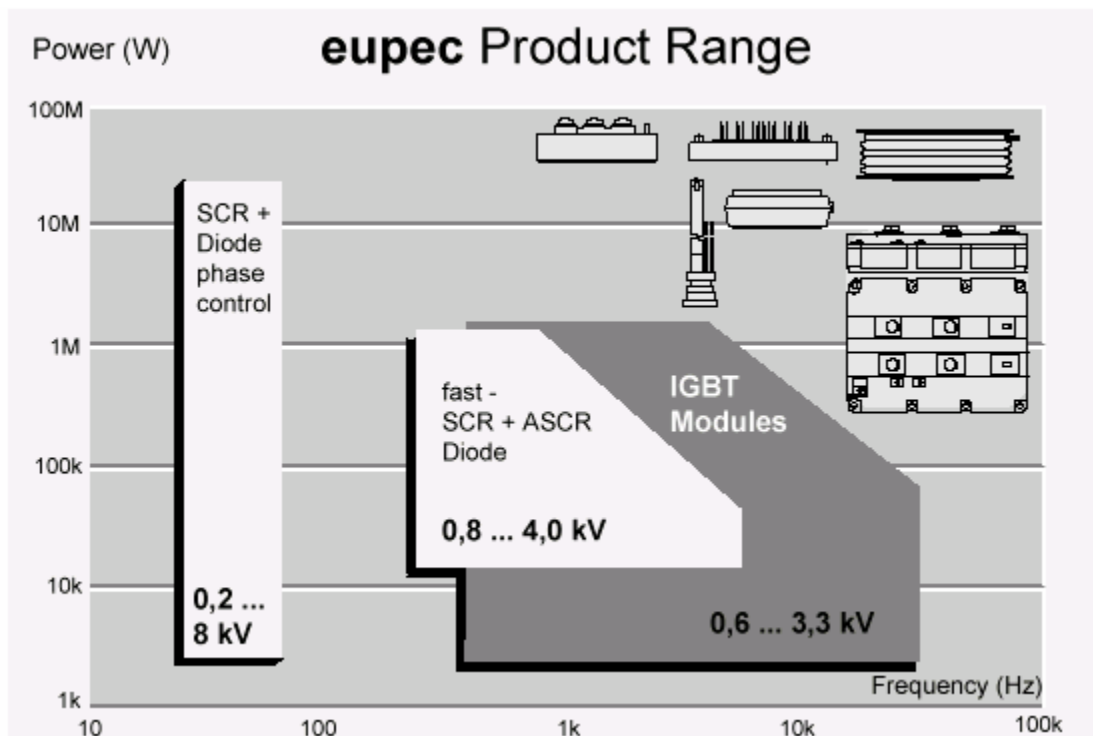
Linh kiện GTO công suất lớn được sản xuất với khả năng chịu được điện áp/ dòng điện từ 2,5-6kV/1-6kA. GTO còn được chế tạo chứa diode ngược với tổn hao thấp, khả năng chịu điện áp/ dòng điện của nó đạt đến 4,5kV/3kA.

Linh kiện GCT được chế tạo gần đây có khả năng chịu được điện áp/ dòng điện 6kV/6kA với khả năng chuyển mạch gần như toàn bộ dòng điện sang mạch cổng khi kích ngắt. Cảm kháng mạch cổng giảm đến 1/100 so với loại GTO thông thường, cho phép tốc độ tăng dòng điện cổng khi kích ngắt đến $di_{GQ}/dt=6.000A/\mu s$. Thời gian lưu trữ t_s giảm còn khoảng 1/10 so với của GTO. Các tính chất cho phép GCT rất thuận tiện khi mắc song song hoặc nối tiếp và khả năng điều khiển đóng ngắt công suất lớn ngay cả không sử dụng mạch bảo vệ.

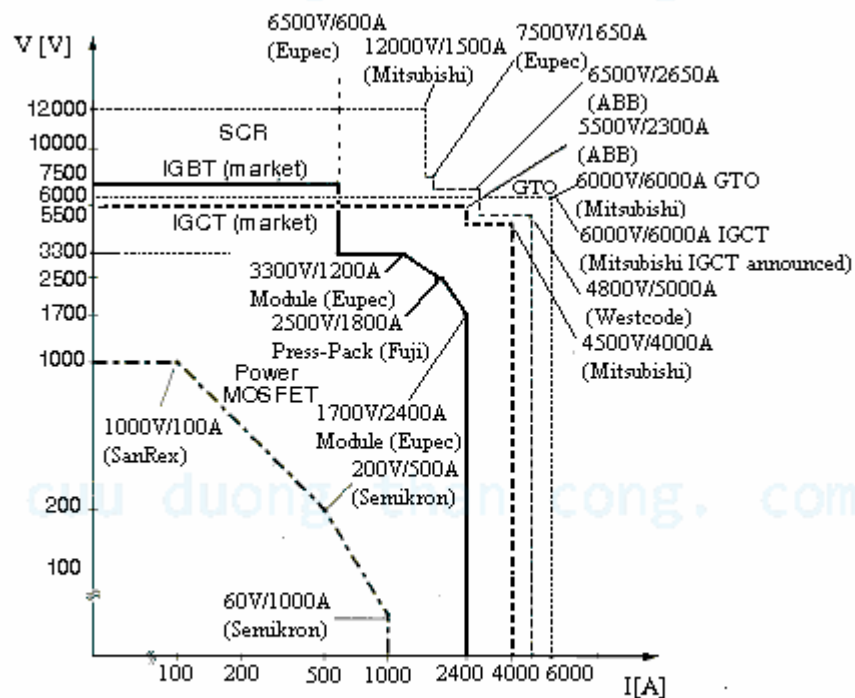
Các diode cho nhu cầu thông thường được chế tạo với khả năng chịu được điện áp thay đổi từ 500V đến 4kV và dòng điện từ 60A đến 3,5kA. Đối với nhu cầu đóng ngắt nhanh khả năng dòng đạt đến 800-1.700A và điện áp 2.800-6.000V,

Các thyristor cho nhu cầu thông thường được chế tạo với khả năng chịu được điện áp thay đổi từ 400V đến 12kV và dòng điện từ 1000A đến 5kA. Đối với nhu cầu đóng ngắt nhanh, khả năng dòng đạt đến 800-1.500A và điện áp 1.200-2.500V,

Các linh kiện IGBT dạng modul được chế tạo với khả năng chịu được điện áp/ dòng điện 1,7-3,3kV/400-1.200A. Khả năng chịu điện áp cao của IGBT (HVIGB module) gần đây đã đạt đến 6kV. Các linh kiện chế tạo dạng modul tạo thuận lợi cho việc lắp đặt, kết nối mạch và làm giảm kích thước, trọng lượng của hệ thống công suất.



H1.36



H1.37

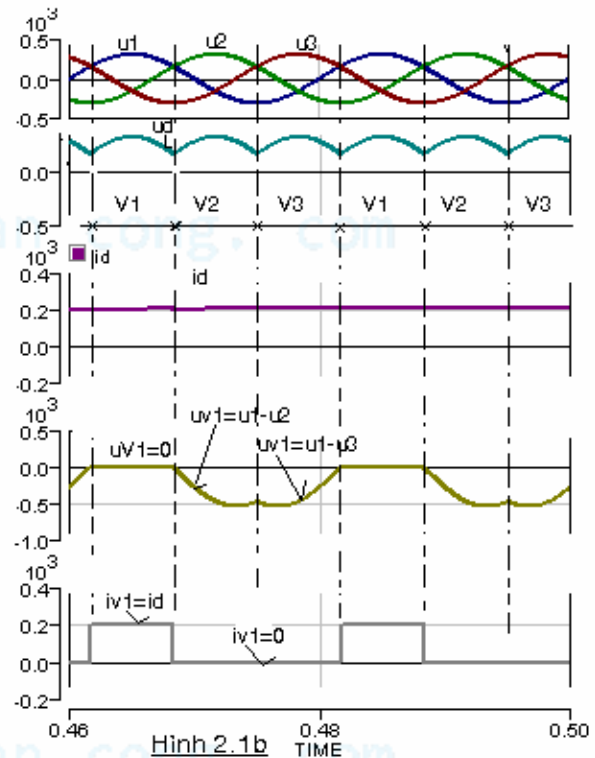
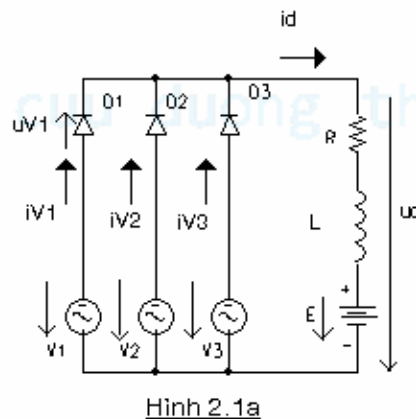
CHƯƠNG HAI

BỘ CHỈNH LƯU

Bộ chỉnh lưu có nhiệm vụ biến đổi dòng điện xoay chiều thành dòng điện một chiều. Bộ chỉnh lưu được áp dụng làm nguồn điện áp một chiều; làm nguồn điện một chiều có điều khiển cấp cho các thiết bị mạ, thiết bị hàn một chiều; nguồn điện cho các truyền động động cơ điện một chiều; nguồn cung cấp cho mạch kích từ của máy điện một chiều hoặc máy điện đồng bộ. Bộ chỉnh lưu còn dùng để chuyển đổi điện xoay chiều thành dạng một chiều để truyền tải đi xa (HVDC). Bộ chỉnh lưu còn tạo thành một bộ phận trong thiết bị biến tần, cycloconverter dùng trong truyền động điện động cơ xoay chiều.

Công suất của các bộ chỉnh lưu có thể từ vài trăm W đến hàng chục MW.

2.1 - BỘ CHỈNH LƯU MẠCH TIA BA PHA KHÔNG ĐIỀU KHIỂN



Sơ đồ cấu tạo

Các giả thiết :

Nguồn ba pha lý tưởng, đối xứng (trở kháng trong $L_b, R_b=0$)

$$u_1 = U_m \cdot \sin X$$

$$u_2 = U_m \cdot \sin \left(X - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.1)$$

$$u_3 = U_m \cdot \sin \left(X - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Với U_m là biên độ áp pha

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U ; U \dots \text{trị hiệu dụng áp pha} .$$

$$X = \omega.t : \text{giá trị góc ứng với thời điểm } t, \omega : \text{tần số góc}$$

Tải một chiều gồm R,L và sức điện động E mắc nối tiếp . Giả sử dòng qua tải i_d liên tục

Phân tích :

Dễ dàng nhận thấy rằng với nguồn áp ba pha lý tưởng không thể có hai (hoặc ba) diode đồng dẫn. Do dòng điện tải liên tục nên tại mỗi thời điểm chỉ có một diode dẫn điện .

Bằng phép chứng minh bằng phản chứng, ta dễ dàng suy ra kết luận sau: diode dẫn điện là diode mắc vào nguồn áp xoay chiều với trị tức thời lớn nhất trong các pha tại thời điểm đang xét.

Ví dụ: Trong khoảng $\left(\frac{\pi}{6} < X < \frac{5\pi}{6}\right)$, giả thiết V_2 đóng, V_1 và V_3 ngắt.

Từ đó:

$$u_{v2} = 0 \quad \text{và} \quad u_{v1} = u_1 - u_2.$$

Theo hình vẽ H2.1:

$$u_{v1} = u_1 - u_2 > 0$$

Như vậy, điện áp thuận xuất hiện trên diode khi dẫn điện. Điều này vô lý vì diode lý tưởng không cho phép áp đặt lên nó dương ở chế độ bị ngắt.

Tương tự, giả thiết V_3 dẫn trong khoảng này cũng không phù hợp .

Kết quả: V_1 dẫn trong khoảng $\left(\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}\right)$.

Hệ phương trình mô tả trạng thái mạch :

$$* \left(\frac{\pi}{6} < X < \frac{5\pi}{6}\right): V_1 \text{ đóng, } V_2 \text{ và } V_3 \text{ bị ngắt. Dòng điện dẫn qua mạch } (u_1,$$

$v_1, \text{RLE})$.

$$\begin{aligned} u_{v1} &= 0 ; i_{v1} = i_d \\ u_{v2} &= u_2 - u_1 ; i_{v2} = 0 ; u_{v3} = u_3 - u_1 ; i_{v3} = 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$u_d = u_1$$

$$u_d = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E$$

$$* \left(\frac{5\pi}{6} < x < \frac{3\pi}{2}\right): V_2 \text{ đóng, } V_1 \text{ và } V_3 \text{ bị ngắt. Dòng điện dẫn qua mạch } ($$

$u_2, v_2, \text{RLE})$

$$\begin{aligned} u_{v2} &= 0 ; i_{v2} = i_d \\ u_{v1} &= u_1 - u_2 ; i_{v1} = 0 ; u_{v3} = u_3 - u_2 ; i_{v3} = 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$u_d = u_2$$

$$u_d = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E$$

* $\frac{3\pi}{2} < x < \frac{13\pi}{6}$: V_3 đóng, V_1 và V_2 ngắt. Dòng điện dẫn qua mạch: (u_3, v_3, RLE)

$$\begin{aligned} u_{v3} &= 0 ; i_{v3} = i_d \\ u_{v1} &= u_1 - u_3 ; i_{v1} = 0 ; u_{v2} = u_2 - u_3 ; i_{v2} = 0 \\ u_d &= u_3 \\ u_d &= R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E \end{aligned} \quad (2.4)$$

Dạng đồ thị các đại lượng áp và dòng điện được vẽ trên hình H2.b

Hệ quả:

- Điện áp chỉnh lưu có 3 xung, chu kỳ áp chỉnh lưu $T_p = T/3$ với T là chu kỳ áp nguồn xoay chiều

- Khi dòng tải liên tục, điện áp tải chỉ phụ thuộc vào điện áp nguồn và có độ lớn trị trung bình U_d :

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}} U_m \sin X dX = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \quad (2.5)$$

Trị trung bình dòng điện tải ở xác lập I_d :

$$\begin{aligned} U_d &= R.I_d + E \\ \Rightarrow I_d &= \frac{U_d - E}{R} \end{aligned} \quad (2.6)$$

- Mỗi diode dẫn điện trong khoảng thời gian $1/3$ chu kỳ. Do đó trị trung bình dòng qua diode:

$$I_{TAV} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}} i_T dX = \frac{I_d}{3} \quad (2.7)$$

Điện áp ngược lớn nhất đặt trên diode bằng biên độ áp dây

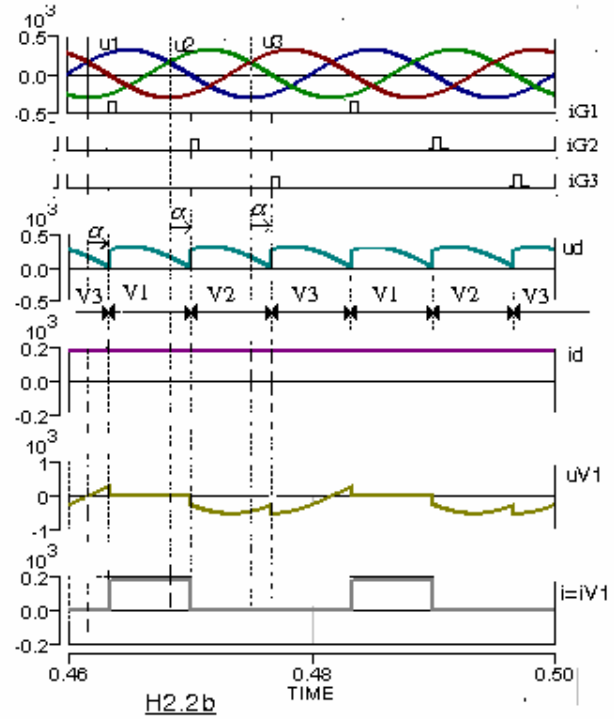
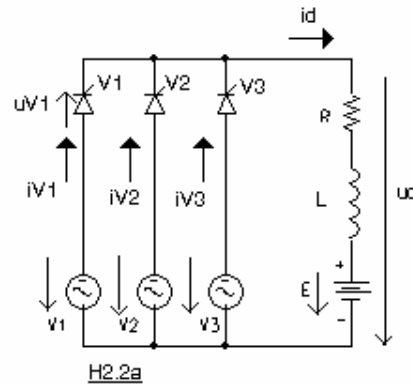
$$U_{RWM} = \sqrt{3} . U_m \quad (2.8)$$

2.2 - BỘ CHỈNH LƯU MẠCH TIA BA PHA ĐIỀU KHIỂN

Sơ đồ cấu tạo :

Mạch chứa nguồn áp xoay chiều 3 pha lý tưởng, 3 thyristor mắc dạng tia. Mạch được phân tích với giả thiết dòng qua tải liên tục. Do đó, tại mỗi thời điểm, dòng điện tải sẽ khép kín qua một nhánh mạch chứa nguồn và thyristor dẫn điện.

Do tính chất đối xứng của nguồn, nên các thyristor sẽ kích đóng đối xứng theo trật tự $V_1, V_2, V_3, V_1, \dots$



Giả thiết V_3 dẫn điện và ta muốn kích đóng V_1 . Muốn vậy ta xét dấu điện áp trên V_1 theo hệ thức :

$$u_{V1} = u_1 - u_3 + u_{V3} = u_1 - u_3 \quad (\text{do } u_{V3} = 0)$$

Do $u_1 - u_3 > 0$ (tức có áp khóa trên V_1) khi $\frac{\pi}{6} < X < \frac{7\pi}{6}$ nên V_1 sẽ đóng nếu ta thực hiện đưa xung kích đóng nó trong khoảng này. Gọi X_α là vị trí xung kích đưa vào V_1 và α là góc cho bởi:

$$\alpha = X_\alpha - \frac{\pi}{6} \quad (2.9)$$

Góc α được gọi là góc kích hoặc góc điều khiển của thyristor và có độ lớn được tính từ thời điểm xuất hiện điện áp khóa trên thyristor đang xét đến thời điểm đưa xung kích vào cổng điều khiển của thyristor đó.

Tại vị trí có góc điều khiển α , V_1 đóng nên :

$$u_{V1} = 0.$$

Trên V_3 xuất hiện điện áp ngược đặt trực tiếp giữa anode-cathode :

$$u_{V3} = u_3 - u_1 < 0 \text{ nên } V_3 \text{ ngắt.}$$

Dòng điện tải khép kín qua mạch (u_1 , V_1 , RLE). Các phương trình mô tả mạch lúc V_1 dẫn có dạng:

$$\begin{aligned} u_{V1} &= 0 ; i_{V1} = i_d \\ u_{V2} &= u_2 - u_1 ; i_{V2} = 0 ; u_{V3} = u_3 - u_1 ; i_{V3} = 0 \\ u_d &= R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E \end{aligned} \quad (2.10)$$

Tương tự, ta phân tích các quá trình kích đóng V_2, V_3 .

Dòng điện qua V_3 bị ngắt do tác dụng điện áp nguồn xoay chiều (u_3-u_1) nên điện áp chuyển mạch là điện áp nguồn. Do điện áp chuyển mạch tạo thành từ bản thân của nguồn điện (mạch công suất) nên quá trình chuyển mạch được gọi là quá trình chuyển mạch tự nhiên hoặc quá trình chuyển mạch phụ thuộc.

Các hệ quả khi dòng liên tục

- Điện áp tải có dạng không phụ thuộc độ lớn dòng điện tải và các tham số mạch tải và chỉ phụ thuộc vào điện áp nguồn và góc điều khiển α . Điện áp tải có 3 xung trong 1 chu kỳ T của áp nguồn. Chu kỳ áp chỉnh lưu T_p trên tải bằng $T_p = T/3$.

- Trị trung bình áp chỉnh lưu trên tải

$$U_d(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{7\pi}{6}} U_m \sin X dX = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \cos \alpha \quad (2.11)$$

- Phạm vi góc điều khiển α : do điện áp khóa trên thyristor chỉ tồn tại trong khoảng góc 0 nên góc điều khiển có phạm vi điều khiển là $(0, \pi)$.

Từ đó, điện áp chỉnh lưu trung bình U_d sẽ có độ lớn nằm trong khoảng:

$$-\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U < U_d < +\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \quad (2.12)$$

- Khi điện áp trên tải có trị trung bình dương, tải nhận năng lượng từ nguồn và bộ chỉnh lưu làm việc ở chế độ chỉnh lưu. Khi áp trung bình trên tải âm, do dòng tải chỉ dương nên tải phát ra năng lượng và ta gọi bộ chỉnh lưu làm việc ở chế độ nghịch lưu.

- Định mức linh kiện:

- Mỗi thyristor dẫn điện trong 1/3 chu kỳ áp nguồn do đó trị trung bình dòng qua nó $I_{TAV} = \frac{I_d}{3}$.

Điện áp khóa và áp ngược lớn nhất có thể xuất hiện trên linh kiện có độ lớn bằng: $U_{DRM} = U_{RRM} = \sqrt{6} U$

Ví dụ 2.1:

Bộ chỉnh lưu mạch tia 3 pha điều khiển mắc vào tải chứa $R = 10\Omega$, $E=50V$ và tải rất lớn làm dòng tải liên tục và phẳng. Áp nguồn xoay chiều 3 pha có trị hiệu dụng $U=220V$. Mạch ở trạng thái xác lập.

a. Tính trị trung bình của điện áp chỉnh lưu và dòng chỉnh lưu khi góc điều khiển $\alpha = \frac{\pi}{3}$ [rad]

b. Tính công suất trung bình của tải.

c. Tính trị trung bình dòng qua mỗi linh kiện

d. Tính trị hiệu dụng dòng qua mỗi pha nguồn.

e. Tính hệ số công suất nguồn.

Giải:

a/- Dòng qua tải liên tục nên suy ra:

$$U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha$$

Thay $U = 220$ [V], $\alpha = \frac{\pi}{3}$ [rad], ta thu được

$$U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot 220 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = 128,6 \text{ [V]}$$

Mạch ở trạng thái xác lập nên ta có:

$$U_d = RI_d + E, \text{ hay } I_d = \frac{U_d - E}{R}$$

Thay $U_d = 128,6$ [V]; $E = 50$ [V]; $R = 100$ [Ω]

ta có kết quả:

$$I_d = \frac{128,6 - 50}{10} = 7,87 \text{ [A]}$$

b. Do dòng tải phẳng nên ta sử dụng hệ thức tính công suất trung bình sau:

$$P_d = U_d \cdot I_d \text{ hay } P_d = 128,6 \times 7,86 = 101,8 \text{ [W]}$$

c. Mỗi linh kiện dẫn điện trong khoảng thời gian bằng nhau và bằng 1/3 chu kỳ lưới. Từ đó, dòng trung bình qua mỗi linh kiện bằng:

$$I_{TAV} = I_d / 3 = 7,83 / 3 = 2,62 \text{ [A]}$$

d. Từ dạng đồ thị dòng qua pha nguồn của bộ chỉnh lưu, ta có trị hiệu dụng dòng I:

$$I = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

$$I = 4,54 \text{ [A]}$$

e. Hệ số công suất của nguồn λ

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

$$\text{với } P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) dX$$

Nếu bỏ qua công suất tổn hao trên linh kiện, ta có:

$$P = P_d = 101,8 \text{ W} = 1,01 \text{ kW}$$

Công suất biểu kiến của nguồn

$$S = U_1 I_1 + U_2 I_2 + U_3 I_3 = 3 U_1 I_1$$

với :

$$U_1 = U = 220 \text{ V}; \quad I_1 = I = 4,54 \text{ A}; \quad S = 3 \cdot 220 \cdot 4,54 = 2904 \text{ VA} = 2,9 \text{ kVA}$$

Hệ số công suất của nguồn S:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{101,8}{2904} = 0,3481$$

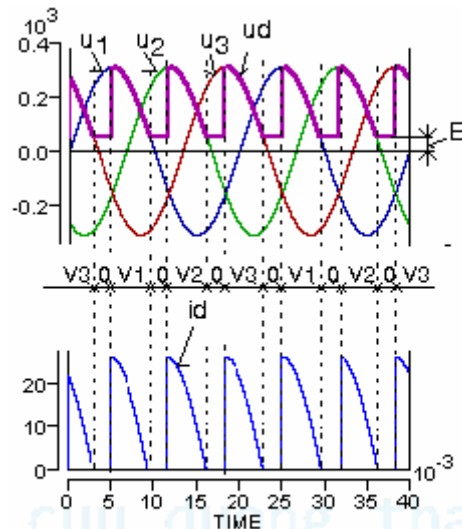
Ghi chú: hệ số công suất thay đổi phụ thuộc vào góc điều khiển và có độ lớn giảm dần khi góc điều khiển tăng dần và đạt giá trị lớn nhất khi góc điều khiển bằng 0 (giống như trường hợp chỉnh lưu không điều khiển). Hệ số công suất nguồn thường có giá trị nhỏ hơn 1 ngay cả khi góc điều khiển nhỏ nhất ($\alpha=0$).

Ví dụ 2.2:

Tính trị trung bình áp và dòng chỉnh lưu, công suất tải tiêu thụ của bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha điều khiển.

Tải có $R = 10 [\Omega]$, $E = 50 [V]$ và $L = 0$. Áp nguồn $U = 220 [V]$; góc điều khiển $\alpha = \frac{\pi}{3} [\text{rad}]$.

Giải:



H2.3

Phân tích: giả sử lúc đầu dòng qua tải bằng 0. Ta có :

$$U_d = R.I_d + E = E \quad \text{Khi } 0 < X < \lambda = \frac{\pi}{3}$$

$$\text{Tại } X = \alpha, u_{v1} = u_1 \left(\frac{\pi}{3} \right) - u_d = 220\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) - 50 = 219,4[V] > 0$$

là áp khóa, lại có xung kích ($I_{G1} > 0$) nên V_1 đóng. Dòng điện khép kín qua mạch (u_1, V_1, RE). Lúc đó: $u_{v1} = 0$ và $u_d = -u_{v1} + u_1 = u_1$

$$i_{v1} = i_d = \frac{u_d - E}{R} = \frac{u_1 - E}{R}$$

Dòng V_1 sau đó giảm về 0 tại $X = X_1$ khi $u_1 = E$

$$i_{v1}(X_1) = 0 \Rightarrow i_{v1} \text{ bị ngắt.}$$

Dòng tải i_d bị gián đoạn (trạng thái 0), phương trình mô tả mạch:

$$i_d = 0$$

$$u_d = E = 50 \text{ V}$$

Trạng thái 0, kéo dài đến khi V_2 được kích. Hiện tượng đóng và ngắt dòng qua V_2 diễn ra tương tự như đối với V_1 .

Từ đồ thị minh họa các quá trình trên hình H2.3, ta có:

a. Trị trung bình điện áp chỉnh lưu U_d .

Do dòng tải i_d bị gián đoạn nên ta không áp dụng công thức tính U_d của trường hợp dòng liên tục được. Ta có:

$$U_d(\alpha) = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} u_d \cdot dx = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{X_1} U_m \sin x dx + \int_{X_1}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} E \cdot dx \right]$$

$$U_d(\alpha) = \frac{3}{2\pi} \left\{ U_m \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos X_1 \right] + E \left(\alpha + \frac{5\pi}{6} - X_1 \right) \right\}$$

$$= \frac{2}{3\pi} \left\{ 220 \cdot \sqrt{2} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) - \cos(2,98) \right] + 50 \left(\frac{\pi}{3} + \frac{5\pi}{6} - 2,98 \right) \right\}$$

$$= 72,4V$$

Trị trung bình dòng tải ở xác lập:

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} = \frac{72,4 - 50}{10} = 2,24A$$

b. Công suất trung bình trên tải:

$$P_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} u_d \cdot i_d dx$$

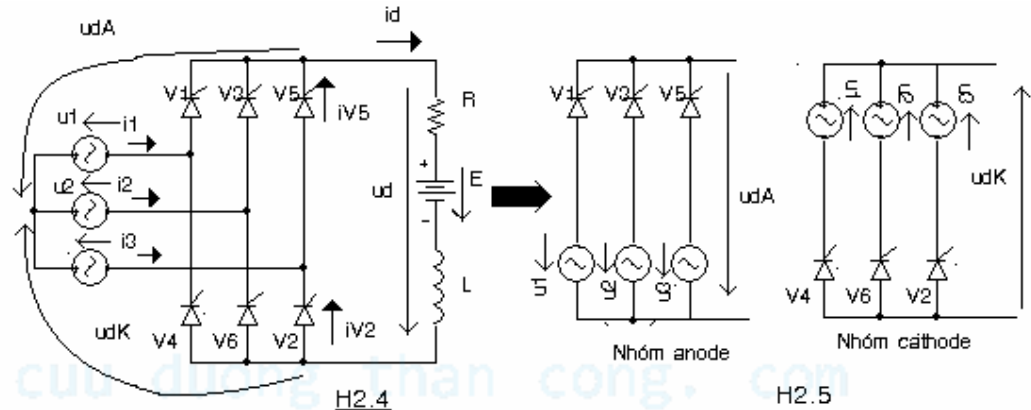
$$P_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{X_1} u_d \cdot \frac{u_d - E}{R} \cdot dx = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{X_1} \frac{u_d^2}{R} dx - \int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{X_1} \frac{E}{R} \cdot u_d dx \right]$$

Thay $X_1 = 2,98$ [rad], $\alpha = \frac{\pi}{3}$ [rad], $u_d = 220\sqrt{2} \sin x$

$E = 50$ [V], $R = 10$ [Ω] và lấy tích phân ta thu được:

$P_d = 5.553W = 5,55kW$

2.3 - BỘ CHỈNH LƯU CẦU BA PHA ĐIỀU KHIỂN HOÀN TOÀN



Sơ đồ cấu tạo:

Mạch nguồn xoay chiều ba pha lý tưởng mắc vào bộ chỉnh lưu cầu gồm 6 thyristor. Các điện áp u_{dA} , u_{dK} là điện áp từ điểm nút chung của các nhóm linh kiện đến điểm trung tính của nguồn áp ba pha.

Phân tích:

Mạch điện được phân tích với giả thiết dòng điện qua tải i_d liên tục. Theo phép cộng điện áp, ta có:

$$u_d = u_{dA} - u_{dK}$$

Ta sẽ chứng minh rằng nếu dòng tải liên tục, điện áp u_{dA} sẽ chỉ phụ thuộc vào góc kích đóng của nhóm linh kiện (V_1, V_3, V_5) và điện áp nguồn; và áp u_{dK} phụ thuộc góc kích đóng của nhóm (V_2, V_4, V_6)

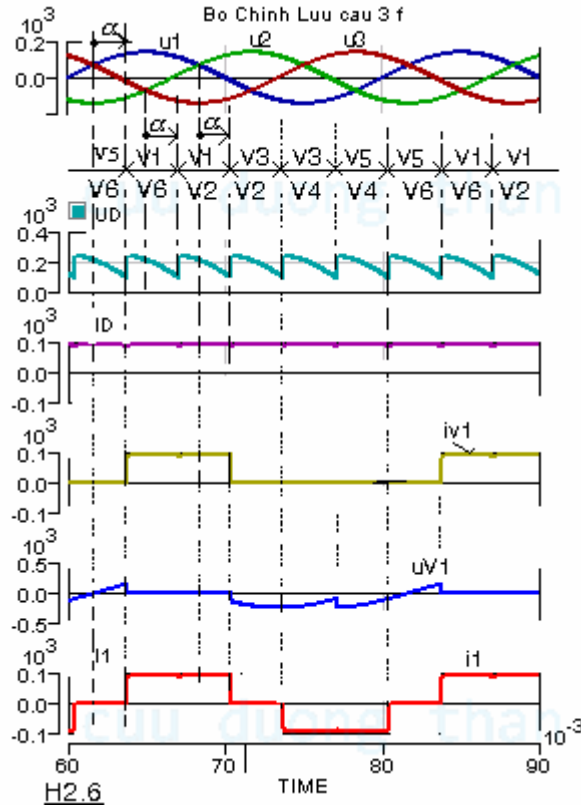
Thật vậy, xét nhóm anode (V_1, V_3, V_5), giả sử rằng V_1 đóng và V_3, V_5 bị ngắt, ta có:

$$i_{V1} = i_d; i_{V3} = 0; i_{V5} = 0$$

$$u_{V1} = 0; u_{V3} = u_2 - u_1; u_{V5} = u_3 - u_1; u_{dA} = u_1$$

Rõ ràng, các hệ thức mô tả điện áp nhóm anode không phụ thuộc vào trạng thái kích đóng của các thyristor nhóm cathode. Do đó, để khảo sát điện áp u_{dA} , ta chỉ cần xét đến trạng thái kích đóng của các thyristor (V_1, V_3, V_5).

Các hệ thức mô tả điện áp nhóm anode có dạng giống như mạch chỉnh lưu tia ba pha với áp chỉnh lưu u_{dA} , (hình H2.5). Góc điều khiển α ví dụ của V_1 , được tính từ vị trí xuất hiện áp khóa trên V_1 tức $u_{V1} = u_1 - u_3 > 0$



$$i_{V5} = 0; i_{V6} = 0$$

$$u_d = u_{dA} - u_{dK} = u_1 - u_3$$

$$u_d = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E \quad (2.15)$$

Đồ thị điện áp và dòng điện các đại lượng mạch được vẽ trên hình H2.6

Xung kích:

Tương tự, hoạt động nhóm cathode có thể phân tích dưới dạng chỉnh lưu mạch tia ba pha với áp chỉnh lưu u_{dK} . Góc điều khiển, ví dụ của V_2 được tính từ vị trí xuất hiện áp khóa trên V_2 , tức là:

$$u_{V2} = u_2 - u_3 > 0$$

Phương trình điện áp tải và dòng tải:

$$u_d = u_{dA} - u_{dK}$$

$$u_d = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E$$

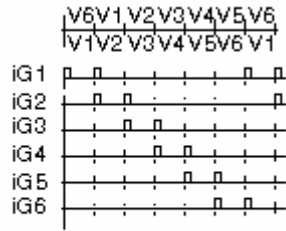
Tổng hợp các kết quả phân tích ở trên, ta có thể viết phương trình mô tả trạng thái mạch, ví dụ khi V_1, V_2 đóng:

$$u_{V1} = 0; u_{V2} = 0; u_{V3} = u_2 - u_1; u_{V4} = u_3 - u_1$$

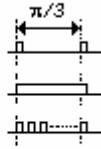
$$i_{V1} = i_d; i_{V2} = i_d; i_{V3} = 0; i_{V4} = 0$$

$$u_{V5} = u_3 - u_1; u_{V6} = u_3 - u_2$$

Giả sử tại thời điểm đưa xung kích cho thyristor V_2 bắt đầu trạng thái (V_1V_2). Nếu dòng điện tải liên tục, việc kích V_2 sẽ làm cho nó dẫn điện. Nếu dòng điện tải ở trạng thái gián đoạn, việc đưa xung kích cho V_2 không thể làm nó dẫn vì dòng điện không thể khép kín qua nhóm anode đang ở trạng thái ngắt. Trong trường hợp này, để tạo điều kiện cho việc kích V_2 thành công, xung kích phải được đưa đồng thời cho cả V_1 . Như vậy, V_1 được kích lập lại. Tương tự khi khảo sát việc chuyển mạch giữa các linh kiện còn lại. Trình tự kích $V_1V_2...V_6$ cuối cùng có dạng như trên hình vẽ H2.6b. Khoảng cách giữa xung kích đồng thời đến xung kích lập lại bằng $\pi/3$. Ngoài dạng xung đơn kích lập lại trên linh kiện vừa nêu (kỹ thuật kích đôi – double trigger), xung kích có thể ở dạng chuỗi xung hoặc dạng xung kích liên tục (H2.6c).



H2.6b



H2.6c

Hệ quả: Khi dòng điện tải liên tục:

- Dạng điện áp tải có 6 xung và chỉ phụ thuộc vào góc điều khiển và điện áp nguồn xoay chiều. Chu kỳ xung chỉnh lưu bằng $\frac{1}{6}$ chu kỳ áp nguồn

$$T_p = \frac{1}{6} T \quad (2.16)$$

Trị trung bình điện áp chỉnh lưu:

$$U_d(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{x_0}^{x_0 + \frac{2\pi}{6}} u_d dX = U_{dA}(\alpha) - U_{dK}(\alpha) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m \cos \alpha$$

$$U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cdot \cos \alpha \quad (2.17)$$

với U là trị hiệu dụng điện áp pha $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$

- Phạm vi góc điều khiển α : bằng phạm vi góc điều khiển của các nhóm chỉnh lưu mạch tia, tức $(0, \pi)$. Do đó, điện áp trung bình trên tải có thể điều khiển thay đổi trong khoảng

$$\left\{ -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} U, \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \right\} \quad (2.18)$$

Dòng trung bình qua tải (RLE): $I_d = \frac{U_d - E}{R}$

Mỗi thyristor dẫn điện trong $\frac{1}{3}$ chu kỳ áp nguồn nên trị trung bình dòng điện qua nó:

$$I_{TAV} = \frac{I_d}{3} \quad (2.19)$$

Điện áp khóa và áp ngược cực đại xuất hiện trên linh kiện

$$U_{DRM} = U_{RRM} = \sqrt{3} U_m = \sqrt{6} U \quad (2.20)$$

- Dòng điện qua nguồn điện áp, ví dụ qua pha 1:

$$i_1 = i_{V1} - i_{V4}$$

Tri hiệu dụng dòng điện qua nguồn được xác định với giả thiết dòng tải không đổi:

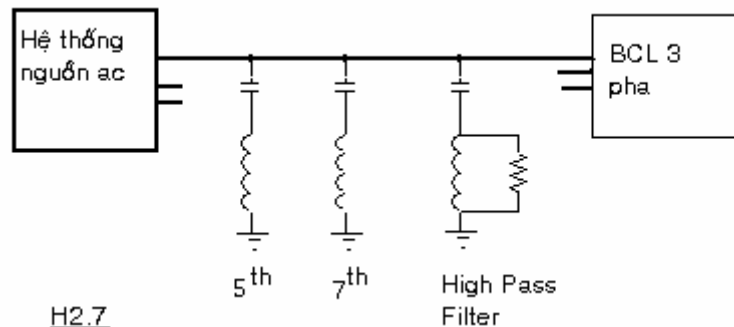
$$I = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 dX \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (2.21)$$

Bằng cách phân tích Fourier dòng điện qua nguồn cho trường hợp góc kích $\alpha = 0$, ta xác định biểu thức dòng điện qua pha thứ nhất:

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots) \quad (2.22)$$

Kết quả cho thấy dòng điện qua nguồn bao gồm ngoài thành phần cơ bản còn có các sóng hài bậc $6k \pm 1$, $k=1,2,3\dots$

Các thành phần sóng hài dòng điện gây ra nhiều ảnh hưởng bất lợi trong hệ thống điện lưới nên chúng cần được khử bỏ. Mạch lọc cơ bản được lắp đặt giữa hệ thống lưới điện và bộ chỉnh lưu bao gồm các bộ lọc cộng hưởng LC và mạch lọc thông cao RLC. Mạch lọc cộng hưởng được hiệu chỉnh chủ yếu cho các sóng hài bậc 5 và 7 vì chúng có biên độ lớn nhất.



Ví dụ 2.3:

Cho bộ chỉnh lưu cầu 3 pha điều khiển hoàn toàn với các tham số sau: áp dây nguồn ac 480V, $f=50\text{Hz}$. Tải $R=10$, $L=50\text{mH}$. Xác định góc kích để dòng tải trung bình bằng 50A

Giải:

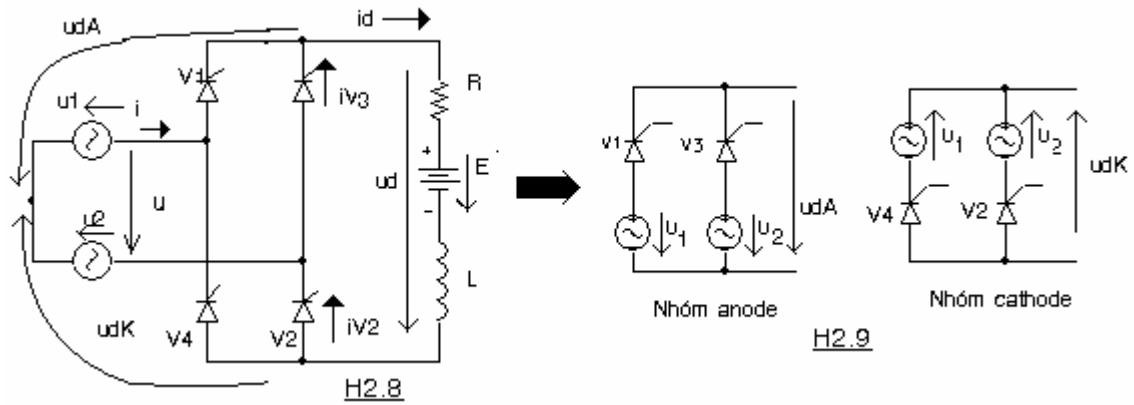
Trị trung bình áp tải: $U_d = R \cdot I_d = 50 \cdot 10 = 500\text{V}$

Góc kích:

$$\alpha = \arccos \left(\frac{U_d \cdot \pi}{3\sqrt{2} U_L} \right) = \arccos \left(\frac{500 \cdot \pi}{3\sqrt{2} \cdot 480} \right)$$

$$\alpha = 39,5^\circ$$

2.4 - BỘ CHỈNH LƯU CẦU MỘT PHA ĐIỀU KHIỂN HOÀN TOÀN



Sơ đồ mạch vẽ trên hình H2.8:

Bằng cách chia nguồn điện áp u làm 2 nửa bằng nhau, ta tạo nên hệ thống nguồn xoay chiều 2 pha đối xứng u_1, u_2

$$u_1 = \frac{u}{2} = \frac{U_m}{2} \sin X \quad (2.25)$$

$$u_2 = -\frac{u}{2} = \frac{U_m}{2} \sin(X - \pi)$$

Bài toán phân tích hoạt động mạch chỉnh lưu cầu một pha được qui đổi thành phân tích hai nhóm mạch chỉnh lưu tia hai pha (hình H2.9).

Nhóm anode gồm V_1, V_3 . Góc điều khiển α được tính từ thời điểm bắt đầu xuất hiện áp khóa trên linh kiện đến khi đưa xung kích vào cổng điều khiển của nó, ví dụ, đối với V_1 , áp khóa tồn tại khi $u_1 - u_2 = u > 0$ hay $u_1 > 0$. Khi V_1 dẫn:

$$u_{V1} = 0; u_{V3} = u_2 - u_1 = -u$$

$$u_{dA} = u_1$$

Khi V_3 dẫn:

$$u_{V3} = 0; u_{V1} = u_1 - u_2 = u$$

$$u_{dA} = u_2$$

Tương tự nhóm cathode gồm V_2, V_4 , góc α cho V_4 được tính từ thời điểm:

$$u_2 - u_1 = -u > 0, \text{ tức } u < 0$$

Khi V_4 dẫn:

$$u_{V4} = 0; u_{V2} = u_1 - u_2 = u; u_{dK} = u_1$$

Khi V_2 dẫn:

$$u_{V2} = 0; u_{V4} = u_2 - u_1 = -u; u_{dK} = u_2$$

Điện áp và dòng tải chỉnh lưu

$$u_d = u_{dA} - u_{dK}$$

$$u_d = R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} + E$$

Điện tử công suất 1

Tổng hợp các kết quả phân tích, ta có thể biểu diễn trạng thái hoạt động của mạch chỉnh lưu, ví dụ khi $V_1 V_2$ đóng bằng hệ phương trình sau :

$$\begin{aligned} u_{v1} &= 0 ; i_{v1} = i_d \\ u_{v2} &= 0 ; i_{v2} = i_d ; u_{v3} = -u ; i_{v3} = 0 \\ u_{v4} &= -u ; i_{v4} = 0 \\ u_d &= u \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$u_d = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E$$

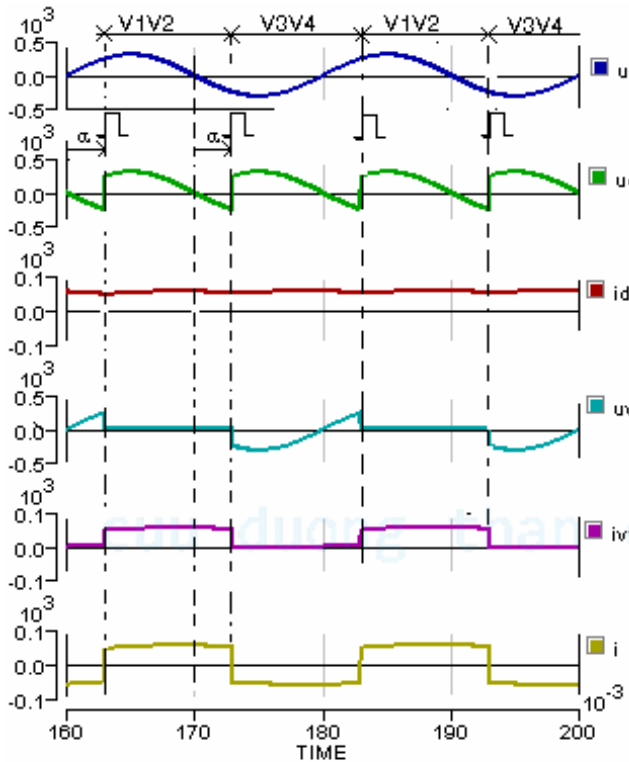
Kết quả phân tích dưới dạng đồ thị được vẽ trên hình H2.10

Các hệ quả:

- Nếu dòng qua tải liên tục, điện áp tải có dạng chỉ phụ thuộc vào góc điều khiển α và áp nguồn. Dạng áp chỉnh lưu có hai xung trong một chu kỳ áp nguồn với chu kỳ xung chỉnh lưu bằng 1/2 chu kỳ áp lưới $T_p = T/2$

- Ví dụ khi V_1 dẫn, áp khóa xuất hiện trên V_3 khi $u_{v3} = -u > 0$, tức trong nửa chu kỳ âm của áp nguồn. Từ đó suy ra, phạm vi góc điều khiển α là $(0, \pi)$

- Trị trung bình điện áp chỉnh lưu :



H2.10

$$U_d(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_d dX = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_m \sin X dX = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha \quad (2.27)$$

$$U_d(\alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha$$

Với $0 < \alpha < \pi$, điện áp chỉnh lưu trung bình được điều khiển thay đổi trong khoảng:

$$-\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U < U_d(\alpha) < +\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \quad (2.28)$$

- Mỗi thyristor dẫn điện trong 1/2 chu kỳ áp nguồn, từ đó trị trung bình dòng qua nó bằng $\frac{I_d}{2}$. Điện áp cực đại xuất hiện trên thyristor bằng biên độ áp nguồn U_m

Ví dụ 2.4

Cho bộ chỉnh lưu cầu 1 pha điều khiển hoàn toàn với các tham số sau: áp pha nguồn ac 120V, $f=50\text{Hz}$. Tải R-L mắc nối tiếp $R=10\Omega$, $L=100\text{mH}$. Góc kích $\alpha = 60^\circ$. Xác định chế độ dòng điện tải và trị trung bình của nó

Giải:

Có thể kiểm chứng để thấy rằng dòng điện tải liên tục.

$$\text{Trị trung bình áp tải: } U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \cdot \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 120 \cdot \cos 60^\circ = 54V$$

2.5 – CÁC BỘ CHỈNH LƯU ĐIỀU KHIỂN CHỨA DIODE – QUI TẮC PHÂN TÍCH MẠCH BỘ CHỈNH LƯU TỔNG QUÁT

Các diode xuất hiện trong bộ chỉnh lưu điều khiển dưới dạng mạch điều khiển bán phần hoặc dạng diode không (diode zero), hoặc trong dạng bộ chỉnh lưu không điều khiển. Các diode dùng thay thyristor trong mạch làm giảm giá thành mạch động lực lẫn mạch điều khiển, hạn chế thành phần xoay chiều của dòng chỉnh lưu, điều này dẫn đến chất lượng dòng điện phẳng hơn. Do đó, tăng hiệu suất cũng như hệ số công suất nguồn điện. Ở một vài dạng mạch, việc đưa thêm diode vào mạch làm tăng khả năng điều khiển góc α trong thực tế đạt đến giá trị lý tưởng (ví dụ $\alpha_{\max} = \pi$)

Phân tích hoạt động của các bộ chỉnh lưu chứa diode có thể dựa trên ba bước chính

1/- Tách dạng mạch chỉnh lưu cầu thành hai nhóm mạch tia mắc nối tiếp. Mỗi nhóm mạch tia gồm hai hai nhiều nhánh mạch tia mắc song song. Mỗi nhánh của mạch tia có thể gồm:

- a. nguồn điện mắc nối tiếp với linh kiện. Linh kiện có thể ở dạng điều khiển (SCR) hoặc không điều khiển (diode)
- b. linh kiện. Trường hợp này, nguồn điện được giả thiết bằng 0.

2/- Với giả thiết dòng điện qua tải liên tục và bỏ qua tác dụng cảm kháng trong của nguồn, thực hiện phân tích giản đồ đóng ngắt các linh kiện trong từng nhóm mạch tia theo qui tắc phân tích bộ chỉnh lưu mạch tia như sau:

Qui tắc 1: Dấu qui ước chọn cho các điện áp pha nguồn có cực dương tiếp xúc với anode linh kiện.

Trong nhóm mạch chỉnh lưu mạch tia nhiều pha, tại thời điểm đang xét *giữa các thyristor được kích đồng thời, diode và linh kiện đang dẫn điện* thì linh kiện nào mắc vào *nguồn áp pha có trị tức thời lớn nhất* trong tất cả các pha nguồn sẽ chuyển sang trạng thái đóng, tất cả các linh kiện còn lại bị ngắt. (Diode được xem như một dạng đặc biệt của thyristor có chế độ kích đóng liên tục).

Qui tắc 2: Trong trường hợp, dấu điện áp pha nguồn ngược lại với qui tắc 1-

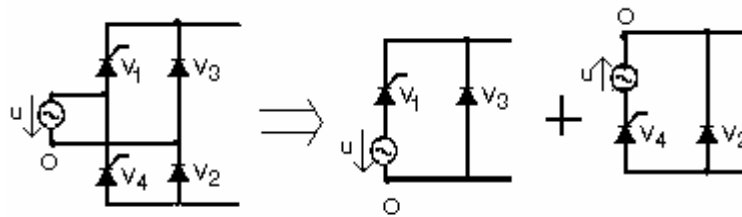
Trong nhóm mạch chỉnh lưu mạch tia nhiều pha, tại thời điểm đang xét, *giữa các thyristor được kích đồng thời, diode và linh kiện đang dẫn điện* thì linh kiện nào mắc vào *nguồn áp pha có trị tức thời nhỏ nhất* trong tất cả các pha nguồn sẽ chuyển sang trạng thái đóng, tất cả các linh kiện còn lại bị ngắt

Khi một nhánh của mạch tia chỉ chứa linh kiện thì điện áp nguồn của nhánh đó bằng 0. Một linh kiện đang dẫn điện sẽ bị ngắt khi có linh kiện khác mắc vào nguồn áp tức thời lớn hơn được kích đóng

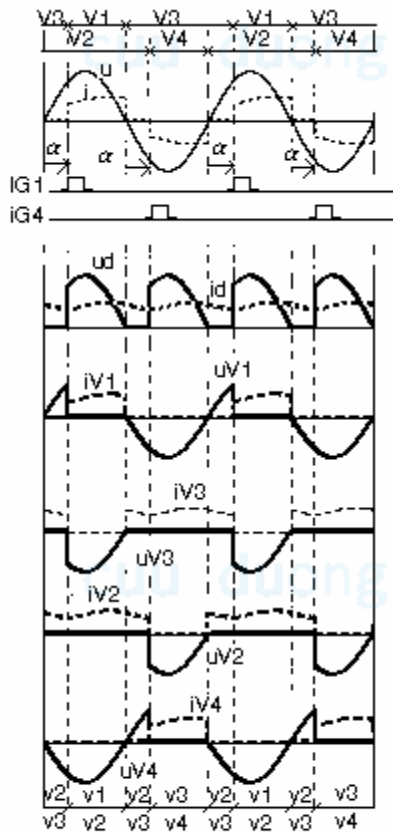
3/ -Kết hợp giản đồ đóng ngắt linh kiện của các nhóm mạch tia để tạo thành giản đồ đóng ngắt linh kiện của bộ chỉnh lưu cầu. Theo giản đồ đóng ngắt đó, ta xác định điện áp tải chỉnh lưu cầu và giải phương trình mạch để xác định dòng điện tải.

- Nếu dòng tải bị gián đoạn thì khoảng có dòng gián đoạn sẽ được thay thế bằng trạng thái không dẫn điện và dạng áp trên tải trong khoảng này được thay bằng sức điện động tồn tại trong mạch ($u_d=E$, nếu có) hoặc bằng không ($u_d=0$, nếu tải RL), còn trong khoảng thời gian dòng tải liên tục, điện áp tải phụ thuộc vào áp nguồn và góc kích xác giữ nguyên từ kết quả phân tích theo qui tắc.

Ví dụ 2.5: áp dụng qui tắc phân tích bộ chỉnh lưu để xác định quá trình điện áp và dòng điện cho bộ chỉnh lưu cầu 1 pha điều khiển bán phần dạng không đối xứng. Giả thiết dòng tải liên tục.



H2.11



H2.12

Hướng dẫn:

Mạch cầu được phân tích thành hai mạch tia – nhóm anode V_1V_3 và nhóm cathode V_2V_4 .

Nhóm mạch tia anode V_1, V_3 với các pha nguồn tương ứng là u và 0 , dấu qui ước thỏa mãn qui tắc 1.

Nhóm cathode gồm V_2, V_4 với các pha nguồn tương ứng là u và 0 , dấu nguồn thỏa mãn qui tắc 2. Giản đồ đóng ngắt linh kiện $V_1V_2V_3V_4$ được suy ra trên hình vẽ H2.12.

Tổng hợp giản đồ đóng ngắt linh kiện của hai nhóm mạch tia, ta có giản đồ đóng ngắt cho mạch cầu- xem hình vẽ H2.12. Từ đó, quá trình điện áp và dòng điện được dẫn giải như sau:

Trạng thái V_1V_2 : $u_d=u$

Trạng thái V_2V_3 : $u_d=0$

Trạng thái V_3V_4 : $u_d=-u$

Phương trình dòng điện tải áp dụng cho các trạng thái là:

$$u_d = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E$$

Trị trung bình điện áp tải:

Điện tử công suất 1

$$U_d(\alpha) = \frac{U_m}{\pi}(1 + \cos \alpha) = \frac{U\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos \alpha) \quad (2.29)$$

Nếu giả thiết dòng qua tải được lọc phẳng $i_d = I_d$, ta có:

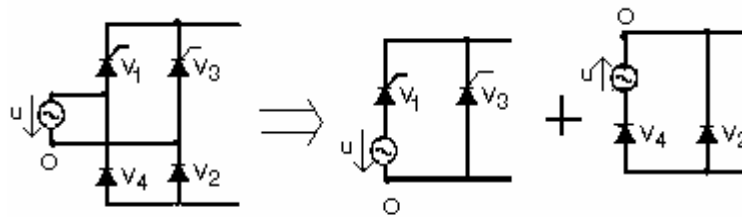
$$\text{- Trị trung bình dòng qua linh kiện: } I_{SCRAV} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d; I_{DAV} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d \quad (2.30)$$

$$\text{- Trị hiệu dụng dòng điện qua nguồn: } I = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d \quad (2.31)$$

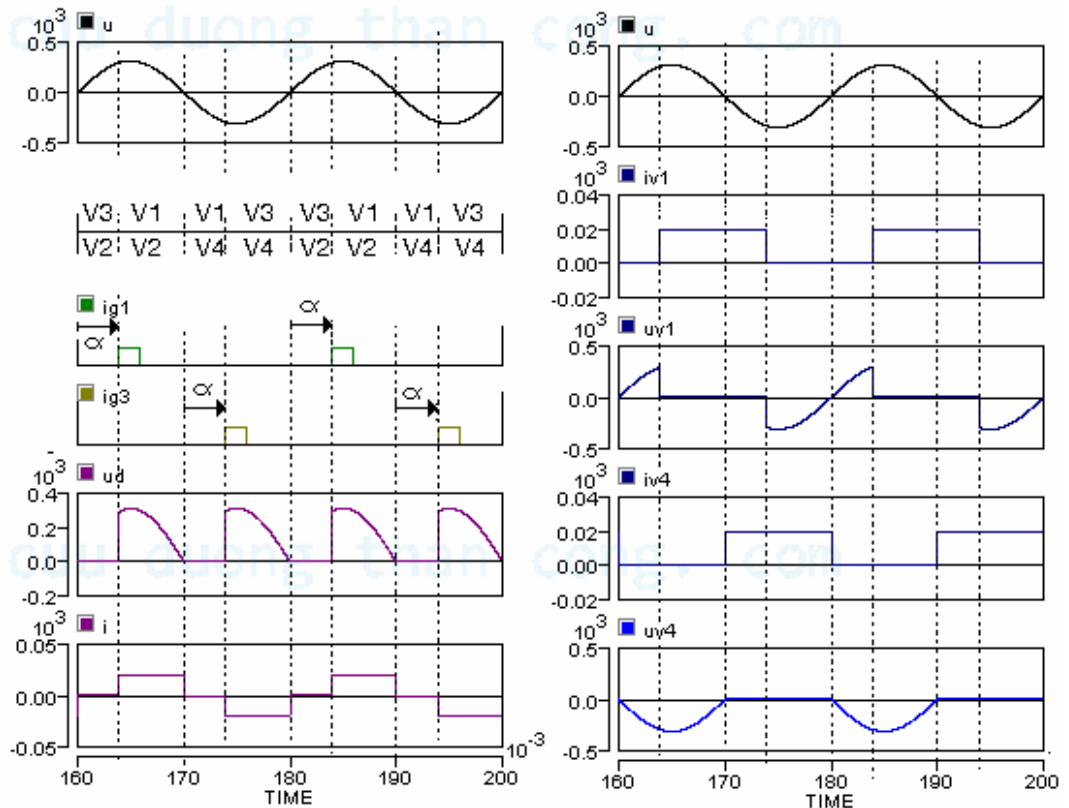
Ví dụ 2.6:

Áp dụng qui tắc phân tích bộ chỉnh lưu để xác định quá trình điện áp và dòng điện cho bộ chỉnh lưu cầu 1 pha điều khiển bán phần dạng đối xứng. Giả thiết dòng tải liên tục.

Hướng dẫn:



H2.13



Hình H2.14

Mạch cầu được phân tích thành hai mạch tia –nhóm anode V_1V_3 và nhóm cathode V_2V_4 (hình H2.13).

Điện tử công suất 1

Nhóm mạch tia anode V_1, V_3 với các pha nguồn tương ứng là u và 0 , dấu qui ước thỏa mãn qui tắc 1.

Nhóm cathode gồm V_2, V_4 với các pha nguồn tương ứng là u và 0 , dấu nguồn thỏa mãn qui tắc 2. Giả đồ đóng ngắt linh kiện $V_1 V_2 V_3 V_4$ được suy ra trên hình H2.14.

Tổng hợp giả đồ đóng ngắt linh kiện của hai nhóm mạch tia, ta có giả đồ đóng ngắt cho mạch cầu- xem hình vẽ H2.14. Từ đó, quá trình điện áp và dòng điện được dẫn giải như sau:

Trạng thái $V_1 V_2$: $u_d = u$

Trạng thái $V_2 V_3$: $u_d = 0$

Trạng thái $V_3 V_4$: $u_d = -u$

Trạng thái $V_4 V_1$: $u_d = 0$

Phương trình dòng điện chung cho các khoảng là:

$$u_d = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt} + E$$

Trị trung bình điện áp tải:

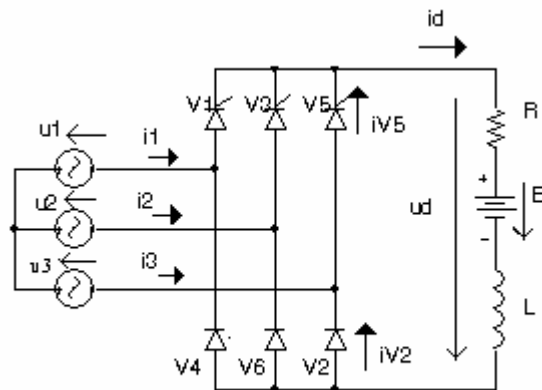
$$U_d(\alpha) = \frac{U_m}{\pi}(1 + \cos \alpha) = \frac{U\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos \alpha) \quad (2.32)$$

Nếu giả thiết dòng qua tải lệch phẳng $i_d = I_d$, ta có:

$$\text{- Trị trung bình dòng qua linh kiện: } I_{SCRAV} = I_{DAV} = \frac{I_d}{2}. \quad (2.33)$$

$$\text{- Trị hiệu dụng dòng điện qua nguồn: } I = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d \quad (2.34)$$

Ví dụ 2.7:



H2.15

Áp dụng qui tắc phân tích mạch bộ chỉnh lưu, hãy phân tích mạch bộ chỉnh lưu cầu 3 pha điều khiển bán phần (hình H2.15). Vẽ hình các đại lượng áp, dòng điện trong mạch. Xác định trị trung bình áp tải, xác định áp và dòng qua các linh kiện. Áp dụng với các giá trị sau: trị hiệu dụng áp pha nguồn 220V, $f=50\text{Hz}$. Tải $R=1\Omega$, $E=50\text{V}$, $L \rightarrow \infty$. Góc điều khiển $\alpha = \pi/3 [\text{rad}]$

Hướng dẫn:

Bộ chỉnh lưu được tách ra làm hai nhóm chỉnh lưu tia ba pha: nhóm ($V_1 V_3 V_5$) điều khiển hoàn toàn và nhóm còn lại gồm các diode ($V_2 V_4 V_6$) không điều khiển.

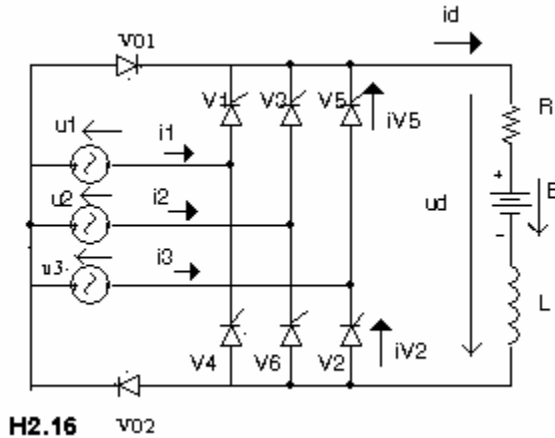
Điện áp chỉnh lưu có dạng ba xung. Trị trung bình điện áp chỉnh lưu với điều kiện dòng tải liên tục xác định theo hệ thức:

Điện tử công suất 1

$$U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}.U}{2\pi}(1 + \cos \alpha)$$

Tính toán điện áp và dòng điện qua linh kiện giống như mạch cầu 3 pha điều khiển hoàn toàn.

Ví dụ 2.8:



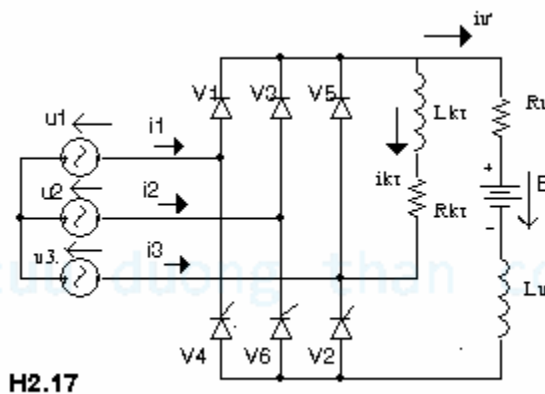
Áp dụng qui tắc phân tích mạch bộ chỉnh lưu, hãy phân tích mạch bộ chỉnh lưu cầu 3 pha điều khiển hoàn toàn với hai diode không V_{01} và V_{02} (hình H2.16). Vẽ hình các đại lượng áp, dòng điện trong mạch. Xác định trị trung bình áp tải, xác định áp và dòng qua các linh kiện, chú ý biện luận theo giá trị góc kích α . Nhận xét vai trò của các diode không. Áp dụng với các giá trị sau: trị hiệu dụng áp pha nguồn 220V, $f=50\text{Hz}$. Tải $R=10\Omega$,

$$E=100\text{V}, L \rightarrow \infty. \text{ Góc điều khiển } \alpha = \pi/4 [\text{rad}]$$

Hướng dẫn:

Thực hiện tách mạch chỉnh lưu cầu ba pha với hai diode không trên hình H2.16 thành hai nhóm mạch tia ba pha: nhóm mạch tia với diode không V_{01} ($V_1V_3V_5, V_{01}$) và nhóm mạch tia với diode V_{02} ($V_2V_4V_6V_{02}$). Sau đó áp dụng qui tắc 1 và 2 để giải bài toán trên. Chú ý phạm vi có ảnh hưởng của các diode không.

Ví dụ 2.9: Động cơ DC có phần ứng và mạch kích từ được cung cấp điện bởi bộ chỉnh



lưu cầu 3 pha điều khiển bán phần theo sơ đồ H2.17. Cho biết trị hiệu dụng áp pha nguồn 220V, $f=50\text{Hz}$. Mạch phần ứng: $R_r=0,1\Omega$, $E=100\text{V}$, $L_r \rightarrow \infty$. Góc điều khiển $\alpha = \pi/4 [\text{rad}]$. Mạch kích từ: $R_{kt}=15\Omega$, $L_{kt} \rightarrow \infty$. Phân tích quá trình điện áp và dòng điện qua mạch phần ứng và cuộn kích từ. Xác định trị trung bình dòng điện qua phần ứng và cuộn kích từ.

Hướng dẫn:

bộ chỉnh lưu cung cấp nguồn dc cho phần ứng và cuộn kích từ độc lập. Bằng cách biến đổi đơn giản để thấy rằng nguồn cấp cho mạch kích từ là mạch tia 3 pha không đối xứng $(u_1-u_3), (u_2-u_3)$ và 0. Sau đó, áp dụng qui tắc phân tích mạch chỉnh lưu tia.

Ví dụ 2.10:

Điện tử công suất 1

So sánh hệ số công suất giữa bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển toàn phần và bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển bán phần. Cho biết áp nguồn xoay chiều, công suất tải và dòng tải trong hai trường hợp là như nhau $U = 220V$, $P_d = 10kW$. Dòng tải i_d liên tục và phẳng $i_d = I_d = 100A$

Giải:

Công suất tải dạng mạch điều khiển toàn phần

$$P_d = U_{dtp} \cdot I_{dtp} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha_{tp} \cdot I_{dtp}$$

và mạch điều khiển bán phần

$$P_d = U_{dbp} \cdot I_{dbp} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \cdot \frac{1 + \cos \alpha_{bp}}{2} \cdot I_{dbp}$$

Công suất biểu kiến của nguồn trong hai trường hợp:

$$S_{tp} = U \cdot I_{tp} = U \cdot I_{dtp}$$

$$S_{bp} = U \cdot I_{bp} = U \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha_{bp}}{\pi}} \cdot I_{dbp}$$

Từ đó hệ số công suất λ :

$$\lambda_{tp} = \frac{P_{tp}}{S_{tp}} = \frac{P_d}{U \cdot I_{dtp}} = \frac{10.000}{220 \cdot 100} = 0,4545$$

$$\lambda_{bp} = \frac{P_{bp}}{S_{bp}} = \frac{P_d}{U \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha_{bp}}{\pi}} \cdot I_{dbp}}$$

Xác định α_{bp} :

$$\cos \alpha_{bp} = \frac{\pi \cdot P_d}{\sqrt{2} \cdot U \cdot I_d} - 1 = \frac{\pi \cdot 10.000}{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 100} - 1 = 0,00974$$

$$\Rightarrow \alpha_{bp} = 1,56105$$

$$\lambda_{bp} = \frac{P_{bp}}{S_{bp}} = \frac{10000}{220 \cdot \sqrt{\frac{\pi - 1,561}{\pi}} \cdot 100} = 0,6408$$

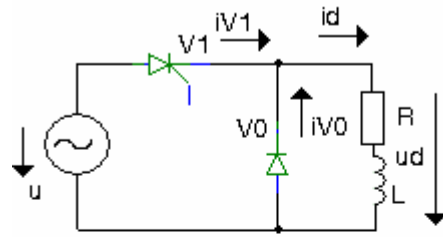
Từ đó: mạch chỉnh lưu điều khiển bán phần đạt giá trị hệ số công suất cao hơn.

Ví dụ 2.11:

Mạch kích từ cho động cơ một chiều được mắc vào bộ chỉnh lưu mạch tia một pha với diode zero (hình H2.18a). Áp nguồn $u = 220\sqrt{2} \sin 314t$ [V], tham số mạch kích từ $L = 0,1H$, $R = 10 \Omega$. Góc điều khiển $\alpha = \frac{\pi}{2}$ [rad]

Viết phương trình mô tả hoạt động của mạch ở xác lập. Tính U_d , I_d .

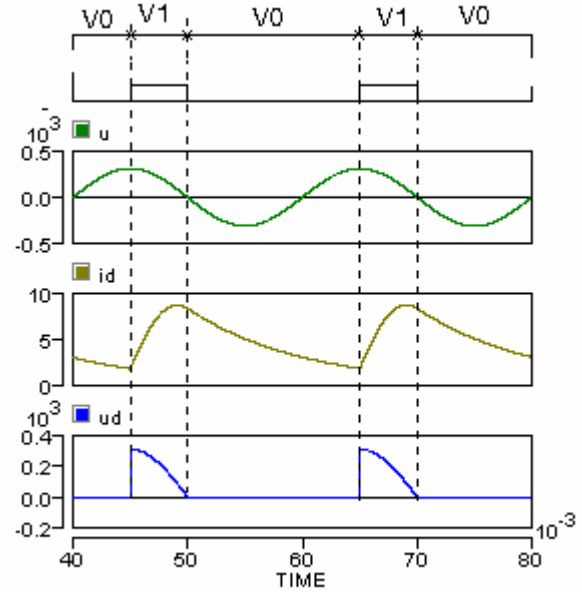
Giải:



a/-

H2.18

b/-



Áp dụng qui tắc tổng quát phân tích bộ chỉnh lưu, với diode được xem như một dạng SCR được kích liên tục và nó có áp nguồn tương ứng bằng 0. Do trong khoảng thời gian diode đóng, phương trình mạch tải :

$$0 = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt}$$

có nghiệm xác lập $i_d = 0$ khi $t \rightarrow \infty$ nên rõ ràng dòng i_d liên tục trong khoảng này.

Khi V_1 đóng :

$$u_d = u = R.i_d + L.\frac{di_d}{dt}$$

Dòng tải i_d tăng

Kết quả:

Trị trung bình áp tải:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} u_d \cdot dx = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_m \cdot \sin x \cdot dx \\ &= \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \left(1 + \cos \frac{\pi}{2} \right) = 49,5 [V] \end{aligned}$$

Trị trung bình dòng kích từ.

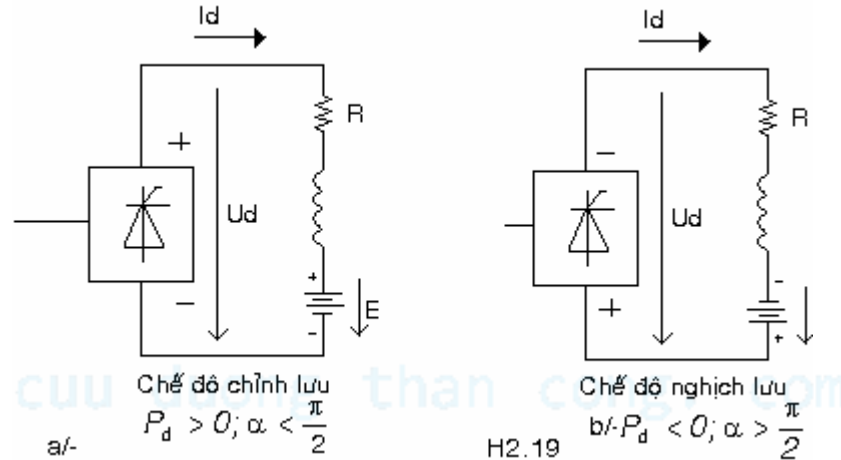
$$I_d = \frac{U_d - E}{R} = \frac{U_d}{R} = \frac{49,5}{10} = 4,95 [A]$$

2.6 CÁC CHẾ ĐỘ LÀM VIỆC CỦA BỘ CHỈNH LƯU VÀ HỆ QUẢ

2.6.1 CHẾ ĐỘ CHỈNH LƯU VÀ CHẾ ĐỘ NGHỊCH LƯU

Trong chế độ chỉnh lưu (hình H2.19a), công suất tiêu thụ đưa từ nguồn xoay chiều sang mạch một chiều. Giả thiết dòng điện tải được lọc phẳng, công suất do bộ chỉnh lưu cung cấp có giá trị $P_d = U_d \cdot I_d$, điều kiện của chế độ chỉnh lưu là $P_d \geq 0$. Do dòng điện tải luôn dương, nên điều kiện trên đồng nghĩa $U_d \geq 0$. Các bộ chỉnh lưu điều khiển hoàn toàn, điện áp chỉnh lưu không âm xảy ra với các góc kích điều chỉnh trong phạm vi: $0 \leq \alpha \leq \pi/2$. Các bộ chỉnh lưu điều khiển bán phần, điều kiện để $U_d > 0$ xảy ra với góc kích nằm trong phạm vi $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Tải tiêu thụ công suất $P_d > 0$ có thể là tải thuần trở R hoặc dạng nối tiếp RL hoặc tải gồm RLE với E là sức điện động một chiều $E > 0$.

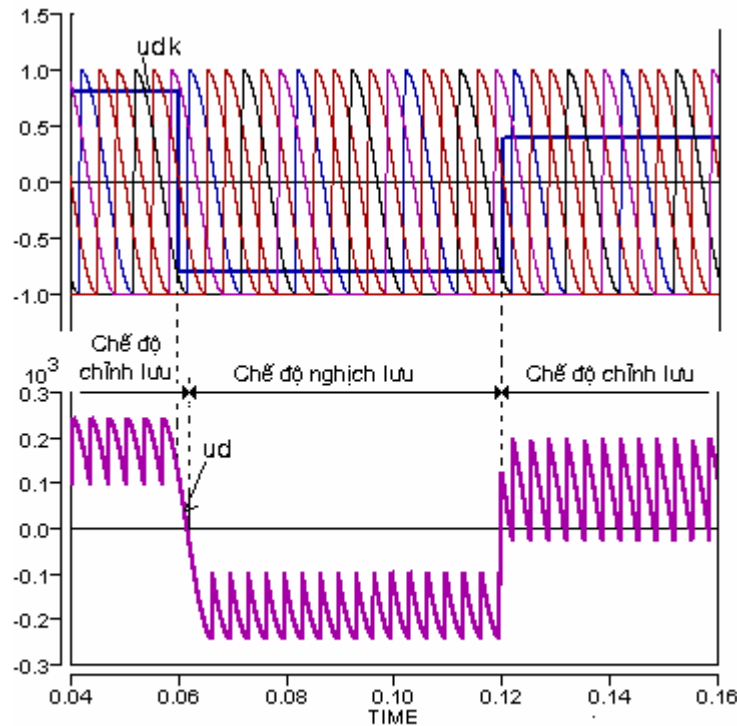


Trong chế độ nghịch lưu, công suất phát ra từ tải sẽ đưa trả về nguồn xoay chiều qua bộ chỉnh lưu. Vì công suất bộ chỉnh lưu nhận về bằng $P_d = U_d \cdot I_d$, điều kiện của chế độ nghịch lưu xảy ra khi $P_d \leq 0$. Do dòng điện tải luôn dương, nên điều kiện trên đồng nghĩa $U_d \leq 0$. Đối với các bộ chỉnh lưu điều khiển hoàn toàn, điện áp chỉnh lưu sẽ âm nếu góc kích thay đổi trong phạm vi: $\pi \geq \alpha \geq \pi/2$. Đối với các bộ chỉnh lưu điều khiển bán phần, điều kiện để $U_d < 0$ không thể xảy ra với mọi giá trị của góc kích. Do đó chế độ nghịch lưu của bộ chỉnh lưu không thực hiện được với bộ chỉnh lưu điều khiển bán phần.

Tải chỉ phát ra công suất $P_d < 0$ khi nó chứa phần tử sức điện động $E < 0$ - ví dụ động cơ một chiều ở chế độ máy phát. Tải chứa cuộn kháng lớn cũng có thể phát ra công suất đưa về nguồn xoay chiều trong thời gian ngắn.

Trên hình H2.20 là các đồ thị minh họa quá trình điện áp chỉnh lưu bộ chỉnh lưu cầu 3 pha khi bộ chỉnh lưu chuyển chế độ làm việc từ chế độ chỉnh lưu sang chế độ nghịch lưu với giả thiết dòng điện tải liên tục. Các quá trình sóng đồng bộ (dạng cosin) và tín hiệu điện áp điều khiển được vẽ trên cùng một trục tọa độ với đồ thị điện áp chỉnh lưu trên tải. Ta thấy, quá trình điện áp tải u_d thay đổi liên tục theo đường cosin khi chuyển từ chế độ chỉnh lưu sang chế độ nghịch lưu. Trong trường hợp ngược lại, điện áp chỉnh lưu thay đổi dạng nhảy cấp.

Điện tử công suất 1



H2.20

Ví dụ 2.12:

Cho bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển hoàn toàn mắc vào nguồn ac một pha với trị hiệu dụng 220V, $f=50\text{Hz}$. Tải RLE với $R=1\Omega$, giả thiết dòng điện tải liên tục với L lớn vô cùng làm dòng tải phẳng với độ lớn $I_d=20\text{A}$. Cho biết góc điều khiển $\alpha = 120^\circ$, vẽ quá trình điện áp tải và dòng điện qua nguồn ac. Xác định độ lớn sức điện động E . Tính công suất phát ra của sức điện động và công suất nguồn ac nhận được.

Giải

Đồ thị các quá trình điện áp tải, dòng điện nguồn- xem hình vẽ H2.21:

Với giả thiết dòng tải liên tục, điện áp trung bình trên tải:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 220 \cdot \cos 120^\circ = -99[\text{V}]$$

Sức điện động E xác định theo hệ thức:

$$U_d = R \cdot I_d + E \rightarrow E = U_d - R \cdot I_d = -99 - 1 \cdot 20 = -119[\text{V}]$$

Công suất phát ra từ tải:

$$P_E = E \cdot I_d = -119 \cdot 20 = -2380\text{W} = -2,38\text{kW}$$

Công suất tiêu hao trên điện trở:

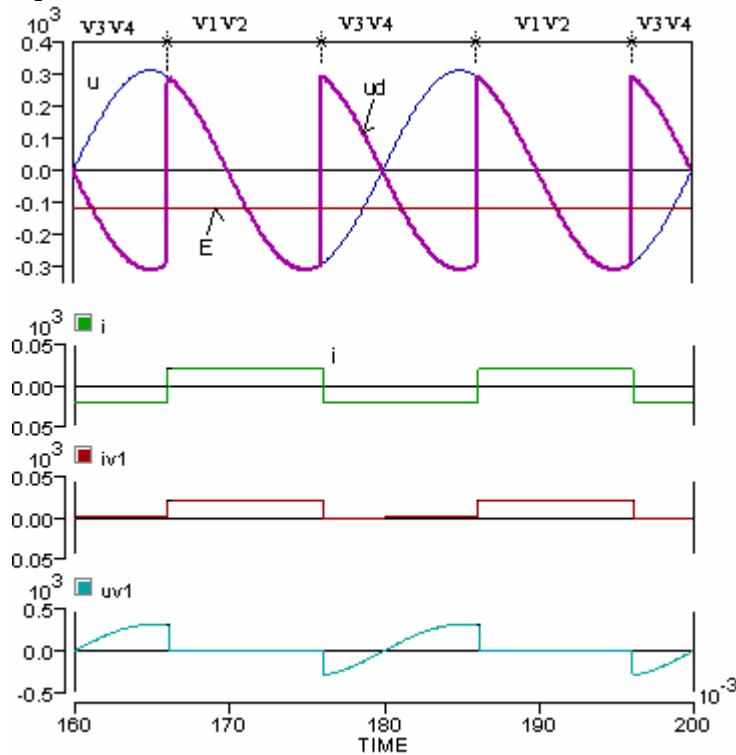
$$P_R = R \cdot I_d^2 = 1 \cdot 20^2 = 400\text{W} = 0,4\text{kW}$$

Công suất nguồn ac cung cấp:

$$P_{ac} = U_d \cdot I_d = -99 \cdot 20 = -1980\text{W} = -1,98\text{kW}$$

Dấu (-) có nghĩa là tải đưa công suất về nguồn qua bộ chỉnh lưu.

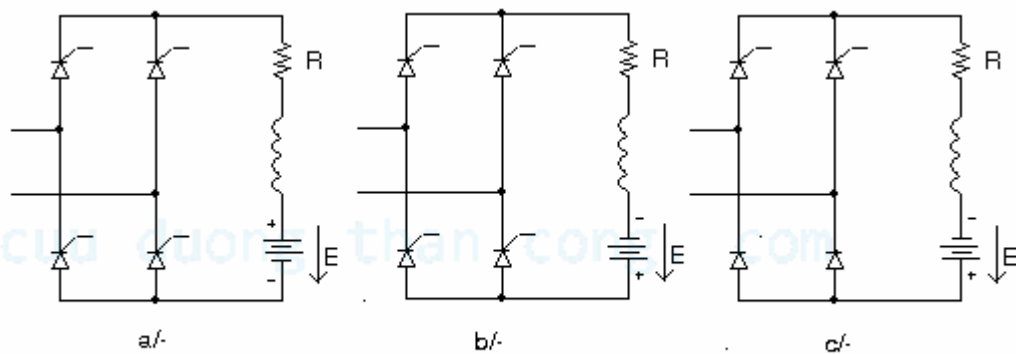
Điện tử công suất 1



H2.21

Ví dụ 2.13:

Giải thích các chế độ làm việc của các bộ chỉnh lưu theo cấu hình H2.22 a/-/b/-/c/- khi thay đổi góc kích trong phạm vi $(0 \leq \alpha \leq \pi/2)$ và $(\pi/2 \leq \alpha \leq \pi)$. Khi nào tồn tại chế độ nghịch lưu trong các cấu hình trên. Trạng thái công suất giữa nguồn và tải như thế nào?



H2.22

Giải:

Ở trường hợp a/-, chiều của sức điện động E và dòng điện của tải cho thấy tải luôn nhận công suất. Khi $(0 \leq \alpha \leq \pi/2)$, điện áp chỉnh lưu trung bình luôn dương. Phụ thuộc vào độ lớn của góc điều khiển, điện áp chỉnh lưu và dòng điện sẽ đạt các giá trị khác nhau-

Điện tử công suất 1

dòng điện có thể liên tục hoặc gián đoạn. Nguồn ac cung cấp công suất tiêu thụ trên R, E và tích lũy năng lượng từ trường trong L. Khi $(\pi/2 \leq \alpha \leq \pi)$, **nếu dòng tải liên tục**, điện áp tải âm, U_d và E cùng dấu có khuynh hướng làm giảm liên tục dòng điện về 0, chiều các SCR không cho phép dòng điện chuyển sang âm dưới tác dụng của U_d và E. Trong giai đoạn quá độ này nguồn ac, sức điện động E và điện trở R đều nhận công suất. Tổng các công suất vừa nêu được cung cấp bởi cuộn kháng L mà theo thời gian dòng điện qua nó giảm xuống. **Ở chế độ dòng điện tải gián đoạn**, trị trung bình áp trên tải là dương, nguồn ac cung cấp công suất cho tải RLE.

Như vậy, bộ chỉnh lưu có thể làm việc trong chế độ nghịch lưu trong thời gian quá độ ngắn, chế độ nghịch lưu không thể tồn tại ở chế độ xác lập.

Ở trường hợp b/-, có thể thấy rằng chế độ nghịch lưu có thể thiết lập với giá trị góc kích thỏa mãn điều kiện: $U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha = (R.I_d + E) < 0$

Ở trường hợp c/-, điều kiện $U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U (1 + \cos \alpha) = (R.I_d + E) < 0$ không thể thỏa mãn với mọi giá trị của góc kích. Do E và U_d cùng dấu, dòng điện qua tải sẽ tăng đến giá trị rất lớn cho bởi hệ thức $(U_d + E)/R$. Công suất nguồn ac và công suất phát ra bởi sức điện động E sẽ tiêu hao một phần trên R, phần còn lại tích lũy trong cuộn kháng L. Bộ chỉnh lưu như vậy làm việc trong chế độ chỉnh lưu.

2.6.2 CHẾ ĐỘ DÒNG LIÊN TỤC VÀ CHẾ ĐỘ DÒNG ĐIỆN GIÁN ĐOẠN

Do điện áp chỉnh lưu u_d tạo thành có dạng xung nên giá trị điện áp này có thể tách làm hai thành phần: thành phần một chiều với trị tức thời bằng trị trung bình áp chỉnh lưu U_d và thành phần xoay chiều :

$$u_{d\sigma} = u_d - U_d$$

Thành phần xoay chiều của áp chỉnh lưu u_d làm dòng điện tải i_d bị nhấp nhô. Tương tự như điện áp, dòng chỉnh lưu có thể tách làm 2 thành phần tương ứng:

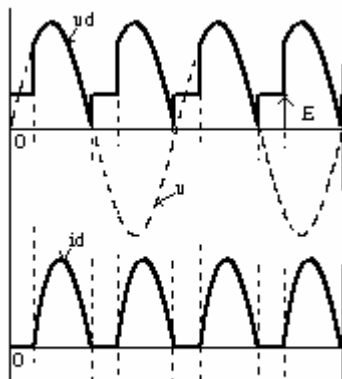
$$i_d = I_d + i_{d\sigma}$$

Thành phần xoay chiều của dòng làm dòng điện tải có thể bị gián đoạn

Khác với chế độ dòng tải liên tục, khi mà điện áp tải trung bình chỉ phụ thuộc vào yếu tố nguồn và yếu tố điều khiển (góc kích), ở chế độ dòng qua tải bị gián đoạn, dạng điện áp chỉnh lưu của tải phụ thuộc không những vào yếu tố nguồn và góc điều khiển mà phụ thuộc cả vào các tham số của tải (RLE). Ví dụ: xét điện áp tải chỉnh lưu bộ chỉnh lưu cầu một pha đối với tải RLE khi $i_d = 0$ (hình H2.23)

$$u_d = 0 \text{ nếu } E = 0$$

$$u_d = E \text{ nếu } E \neq 0$$



H2.23

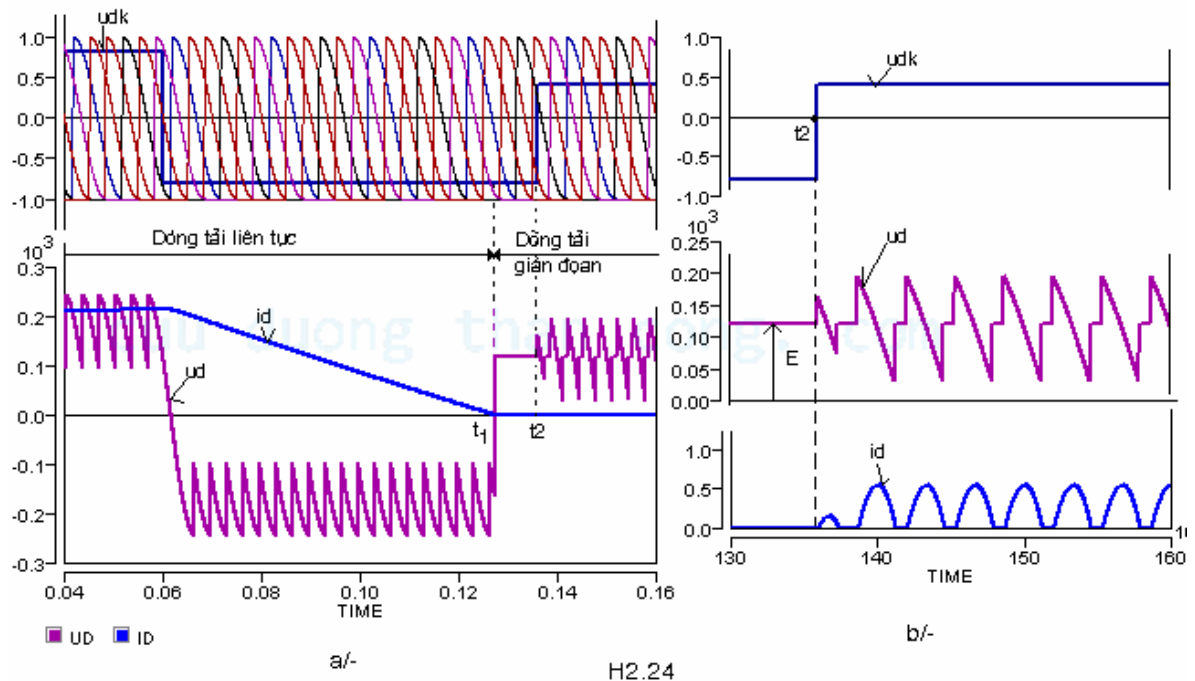
Các hệ thức U_d dẫn giải cho dòng tải liên tục không áp dụng được cho trường hợp dòng gián đoạn. Tỷ lệ phân bố thời gian dòng điện qua tải liên tục ($i_d > 0$) và thời gian dòng gián đoạn ($i_d = 0$) trong một chu kỳ xung điện áp chỉnh lưu phụ thuộc vào các giá trị tham số tải R,L,E và góc điều khiển α . Việc tính toán điện áp chỉnh lưu trong trường hợp này rất phức tạp. Khi dòng tải gián đoạn, quan hệ giữa điện

Điện tử công suất 1

áp chỉnh lưu và α không còn là duy nhất. Trong điều khiển, ví dụ động cơ điện một chiều, khi dòng tải bằng 0, moment tác động triệt tiêu và việc điều khiển tải không có tác dụng. Tác dụng dòng tải gián đoạn làm đặc tính điều khiển trở nên phi tuyến, hiện tượng quá độ của hệ điều khiển khó hiệu chỉnh, do đó trong kỹ thuật người ta cố gắng hạn chế vùng làm việc của bộ chỉnh lưu ở chế độ dòng gián đoạn.

Trên hình H2.24 vẽ quá trình điện áp và dòng điện tải khi chuyển từ chế độ dòng liên tục ($t < t_1$) sang chế độ dòng tải triệt tiêu ($t_1 < t < t_2$), khi đó áp trên tải bằng E. Trong khoảng thời gian $t > t_2$, dòng điện tải trở nên gián đoạn trong từng chu kỳ điện áp chỉnh lưu (xem chi tiết trên hình H2.24b). Điện áp tải chỉnh lưu thay đổi giữa các giá trị áp nguồn xoay chiều và sức điện động E. Dòng điện tải trung bình có giá trị tương đối nhỏ.

Tuy nhiên chế độ dòng tải gián đoạn thường ít xảy ra nên trong trường hợp không có yêu cầu chính xác cao, việc tính toán định mức hệ thống có thể vận dụng từ kết quả tính cho dòng tải liên tục.



Việc mô tả mạch điện với quá trình dòng điện tải liên tục và gián đoạn có thể minh họa trên ví dụ bộ chỉnh lưu tia một xung, xem hình vẽ H2.25.

Ví dụ 2.14:

Phân tích bộ chỉnh lưu tia một xung điều khiển trên hình H2.25 với hai trường hợp tải RL và RLE.

Giải:

Trường hợp tải RL:

Tại vị trí góc kích α , xung kích đóng V làm mạch khép kín qua tải. Phương trình mạch điện sẽ là:

$$u_d = u; u_d = R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt}$$

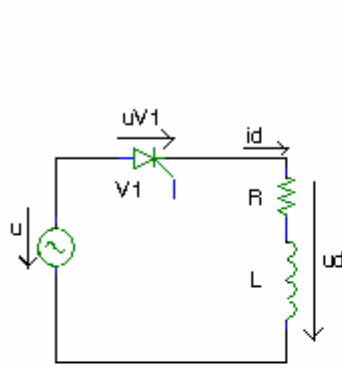
Nghiệm của phương trình có dạng:

Điện tử công suất 1

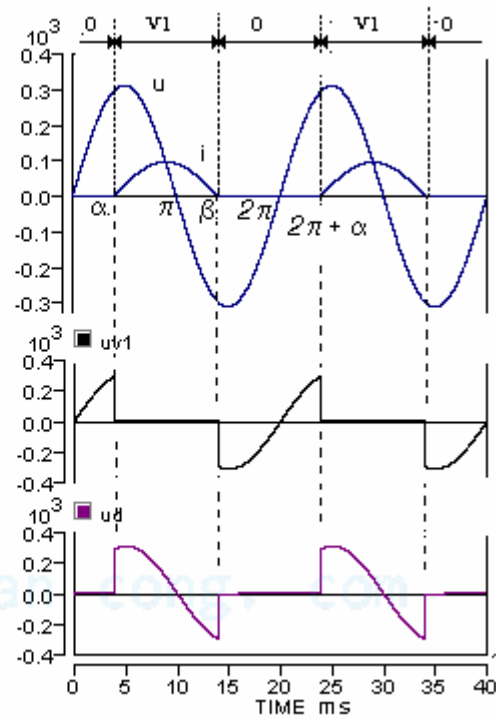
$$i_d(x) = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(x - \theta) + A \cdot e^{-\frac{x}{\omega\tau}}$$

$$\text{với } Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}; \theta = \arctan \frac{\omega L}{R}; \tau = \frac{L}{R}$$

Hằng số A xác định từ điều kiện ban đầu $i_d(\alpha) = 0$. Từ đó:



H2.25



$$A = \left[-\frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\alpha - \theta) \right] \cdot e^{\frac{\alpha}{\omega\tau}}$$

Kết quả là quá trình dòng điện tải trong một chu kỳ điện áp lưới có thể biểu diễn dưới dạng hàm tổng quát sau:

$$i_d(x) = \begin{cases} \frac{U_m}{Z} \cdot \left[\sin(x - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \cdot e^{-\frac{\alpha - x}{\omega\tau}} \right] & ; 0 \leq x \leq \beta \\ 0 & ; \beta < x \leq 2\pi \end{cases}$$

Góc β là góc tắt của thyristor và có thể xác định theo điều kiện dòng điện tải triệt tiêu: $i_d(\beta) = 0$.

$$i_d(\beta) = 0 = \frac{U_m}{Z} \cdot \left[\sin(\beta - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \cdot e^{-\frac{\alpha - \beta}{\omega\tau}} \right]$$

Nghiệm (β) của phương trình có thể giải bằng phương pháp số.

Góc $(\beta - \alpha)$ gọi là khoảng dẫn của thyristor.

Trị trung bình điện áp chỉnh lưu phụ thuộc vào góc điều khiển và tham số tải:

Điện tử công suất 1

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_m \cdot \sin x \cdot dx = \frac{U_m}{2\pi} \cdot (\cos \alpha - \cos \beta)$$

Trị trung bình dòng điện tải chỉnh lưu:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_d(x) \cdot dx$$

Trị hiệu dụng dòng điện qua nguồn bằng với trị hiệu dụng dòng qua linh kiện và qua tải có thể xác định theo hàm tích phân sau:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_d^2(x) \cdot dx}$$

Trường hợp tải RLE: (xem hình H2.26)

Thyristor có thể kích dẫn nếu xung kích thực hiện trong điều kiện áp trên thyristor dương. Rõ ràng điều kiện góc kích α phải thỏa mãn là:

$$\alpha > \alpha_{min} = \arcsin\left(\frac{E}{U_m}\right) \text{ và } \alpha < \pi - \alpha_{min}.$$

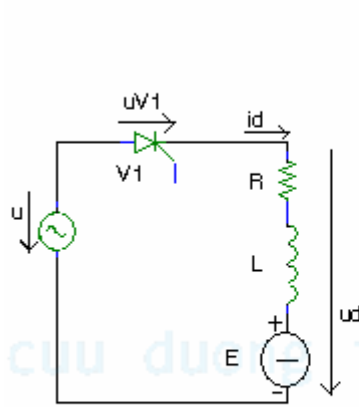
Dòng điện tải trong một chu kỳ lưới có thể biểu diễn dưới dạng:

$$i_d(x) = \begin{cases} \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(x - \theta) - \frac{E}{R} + A \cdot e^{-\frac{x}{\omega\tau}} & \alpha \leq x \leq \beta \\ 0 & \beta < x \leq 2\pi \end{cases}$$

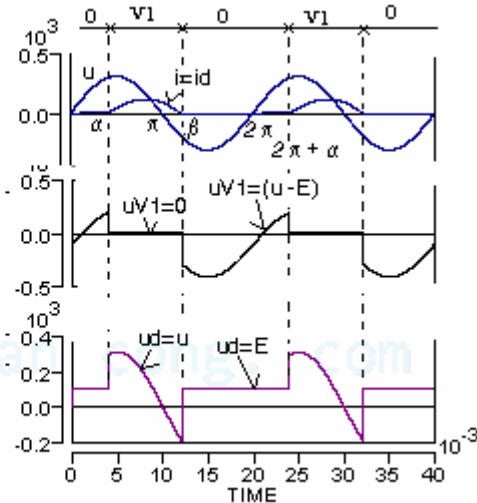
Hằng số A xác định từ điều kiện dòng qua thyristor tắt:

$$A = \left[-\frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\alpha - \theta) + \frac{E}{R} \right] \cdot e^{\frac{\alpha}{\omega\tau}}$$

Điện áp tải chỉnh lưu trong thời gian thyristor dẫn điện bằng điện áp nguồn và trong thời gian dòng tải gián đoạn bằng sức điện động của tải $u_d = E$.



H2.26



Ví dụ 2.15:

Bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha mắc vào tải thuần trở $R = 10 \Omega$. Nguồn xoay chiều có trị hiệu dụng áp pha bằng 220 V, $\omega = 314 \text{ rad/s}$. Vẽ đồ thị và tính trị trung bình của điện áp và dòng điện tải trong hai trường hợp góc điều khiển:

Điện tử công suất 1

$$a/-\alpha = \frac{\pi}{9} [rad]$$

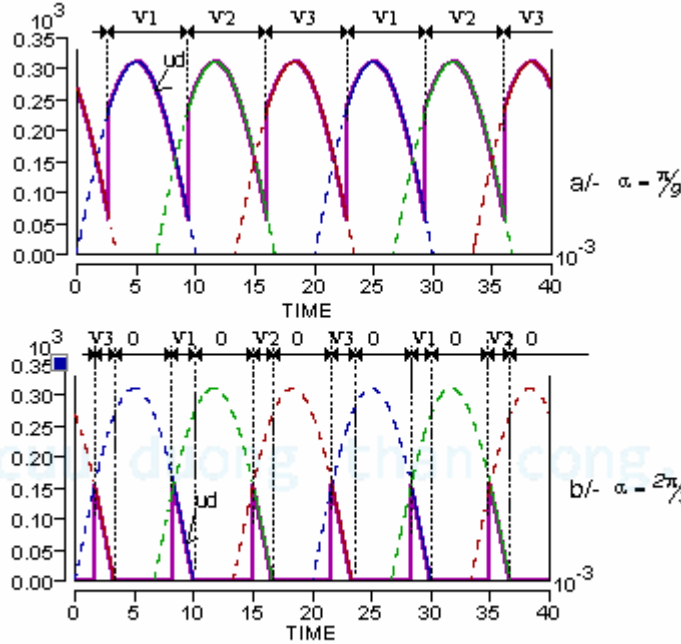
$$b/-\alpha = \frac{2\pi}{3} [rad]$$

Giải:

Trường hợp $\alpha = \frac{\pi}{9} [rad]$ dòng qua tải liên tục (hình H2.27a)

Trường hợp $\alpha = \frac{2\pi}{3} [rad]$, dòng qua tải bị gián đoạn. Đồ thị các quá trình được vẽ trên

hình H2.27b



H2.27

a/-

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot 220 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{9}\right) = 241,78 [V]$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{241,78}{10} = 24,178 [A]$$

$$b/- U_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} U_m \cdot \sin x \cdot dx = \frac{3U_m}{2\pi} \cdot \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{2} \cdot 220}{2\pi} \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \right] = 19,9 [V]$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{19,9}{10} = 1,99 [A]$$

Ví dụ 2.16:

Điện tử công suất 1

Bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha điều khiển mắc vào nguồn $U = 220 \text{ V}$, $\omega = 314 \text{ rad/s}$. Tải có RE, $R = 10\Omega$, $E = 50 \text{ V}$. Vẽ các quá trình áp và dòng tải và kết luận. Cho biết góc điều khiển :

$$a / - \alpha = \frac{\pi}{6} [\text{rad}]$$

$$b / - \alpha = \frac{\pi}{2} [\text{rad}]$$

Hướng dẫn

Để ý rằng:

$$i_d = \frac{u_d - E}{R},$$

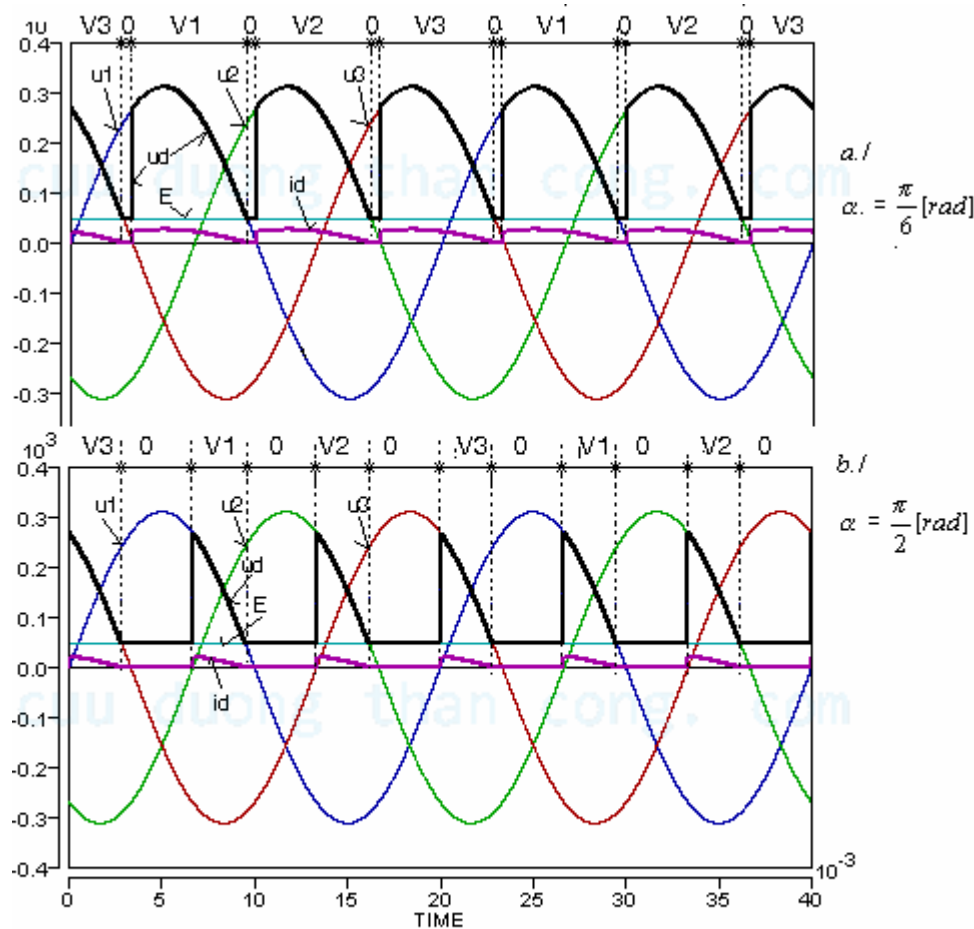
Do đó, khoảng thời gian xuất hiện $(u_d - E) < 0$ theo qui tắc dòng liên tục sẽ được thay bằng chế độ dòng gián đoạn $i_d = 0$.

Áp tải lúc đó;

$$u_d = R \cdot i_d + E = R \cdot 0 + E = E$$

hay $u_d = 50 \text{ V}$

Kết quả áp cho trên hình vẽ H2.28a khi $\alpha = \pi/6$ và H2.28b khi $\alpha = \pi/2$



H2.28

Điện tử công suất 1

Ví dụ: Trong khoảng $\alpha < X < X_1$, $V_1 V_2$ đóng, $V_3 V_4$ ngắt: $u_d = u$; $i_d = (u - E)/R$

Trong khoảng $X_1 < X < \pi + \alpha$: V_1, V_2, V_3, V_4 bị ngắt $i_d = 0$; $u_d = R \cdot i_d + E = E$

Với X_1 là nghiệm phương trình:

$$U_m \cdot \sin X_1 = E$$

Giải ra và chọn nghiệm $X_1 = 170,7^\circ$

Dòng điện tải cho bởi

$$i_d = \frac{u_d - E}{R}$$

Trị trung bình áp tải

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_d \cdot dx$$

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{X_1} u_d \cdot dx + \int_{X_1}^{\alpha+\pi} E \cdot dx$$

Kết quả $U_d = 224 \text{ [V]}$ khi $\alpha = \pi/6$ và $U_d = 257 \text{ [V]}$ khi $\alpha = \pi/2$.

Ví dụ 2.17

Cho bộ chỉnh lưu mạch cầu một pha điều khiển hoàn toàn tải R. Góc điều khiển

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \text{ (rad)}$$

Áp nguồn $u = 220\sqrt{2} \sin 314t \text{ [V]}$, $R = 10 \Omega$. Tính U_d , I_d và công suất P_d .

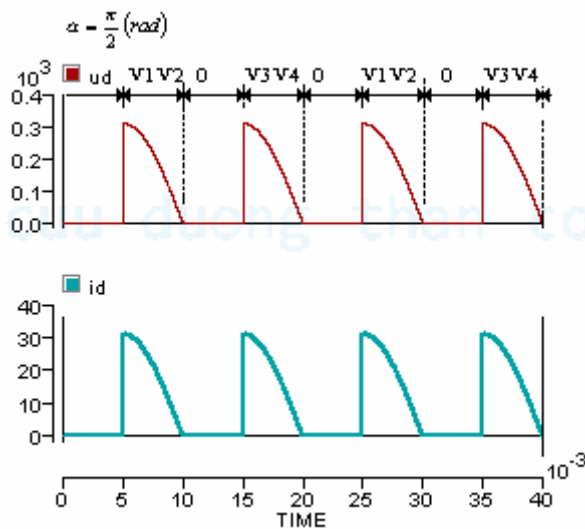
Giải:

Trước hết, ta áp dụng qui tắc phân tích tổng quát bộ chỉnh lưu với dòng tải liên tục và xác định điện áp u_d . Từ giá trị của áp u_d , ta kiểm chứng nghiệm dòng i_d xem có thỏa mãn tính chất linh kiện không ($i_d > 0$). Nếu không thỏa mãn điều kiện dòng, thì khoảng xuất hiện dòng $i_d < 0$ không thể áp dụng qui tắc cho dòng liên tục được. Lúc đó, dòng tải gián đoạn $i_d = 0$ và ta xác định lại điện áp u_d trong khoảng đó.

Đối với tải R, vì $i_d = \frac{u_d}{R}$ nên rõ ràng dòng tải gián đoạn trong khoảng thời gian áp u_d

xác định theo qui tắc dòng liên tục có giá trị âm tức $u_d < 0$.

Kết quả điện áp và dòng điện tải được vẽ trên hình H2.29



H2.29

Điện tử công suất 1

Ví dụ: trong khoảng $\alpha < X < \pi$: $u_d = u$; $i_d = u/R$

Trong khoảng $\pi < X < \pi + \alpha$: $i_d = 0$; $u_d = R \cdot i_d = 0$

Trị trung bình áp tải :

$$\begin{aligned}U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_d \cdot dx \\U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \cdot \sin x dx = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \\&= \frac{2\sqrt{2} \cdot 220}{\pi} \cdot \frac{1 + 0}{2} = 99 \quad [V]\end{aligned}$$

Trị trung bình dòng tải :

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{99}{10} = 9,9 \quad [A]$$

Công suất trung bình trên tải :

$$P_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_d \cdot i_d dx = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{u_d^2}{R} dx = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{(U_m \sin \alpha)^2}{R} \cdot dx$$

Kết quả:

$$P_d = \frac{U_d^2}{4R} = 2420 \quad W$$

Ví dụ 2.18

Cho bộ chỉnh lưu mạch cầu một pha điều khiển toàn phần. Áp nguồn $u = 220\sqrt{2} \sin 314t$.

Tải $R=1 \Omega$, $L = 0,01 H$ và E . Mạch ở trạng thái xác lập với góc điều khiển $\alpha = \frac{2\pi}{3} (rad)$. Kết

luận gì về trạng thái áp và dòng tải nếu :

a./- $E=150[V]>0$

b./- $E = -150[V] < 0$

Giải:

Ở trạng thái xác lập :

$$U_d = R \cdot I_d + E$$

Giả sử dòng tải liên tục , trị trung bình điện áp và dòng điện chỉnh lưu:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \cdot \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 220 \cos \left(\frac{2\pi}{3} \right) = -99 \quad [V]$$

$$I_d = \frac{U_d - E}{R}$$

a./- Nếu $E = 150 V$

$$I_d = \frac{-99 - 150}{10} = -24,9 \quad A$$

điều này không thể xảy ra .

Vậy trong trường hợp này dòng tải gián đoạn. Quá trình điện áp và dòng tải trong chu kỳ áp lưới gồm 2 khoảng:

$2\pi/3 < X < X_1$ dòng điện dẫn qua mạch (u, V_1, RLE, V_2):

$$u_d = u = 220\sqrt{2} \cdot \sin(314t)$$

$$u_d = R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} + E$$

$$R = 1\Omega, L = 0.01H, E = 150V$$

Điện tử công suất 1

với $i_d(\alpha)=0$

X_1 là góc tương ứng thời điểm dòng điện i_d đạt giá trị 0.

Khoảng $X_1 < X < \alpha + \pi$, dòng điện tải gián đoạn:

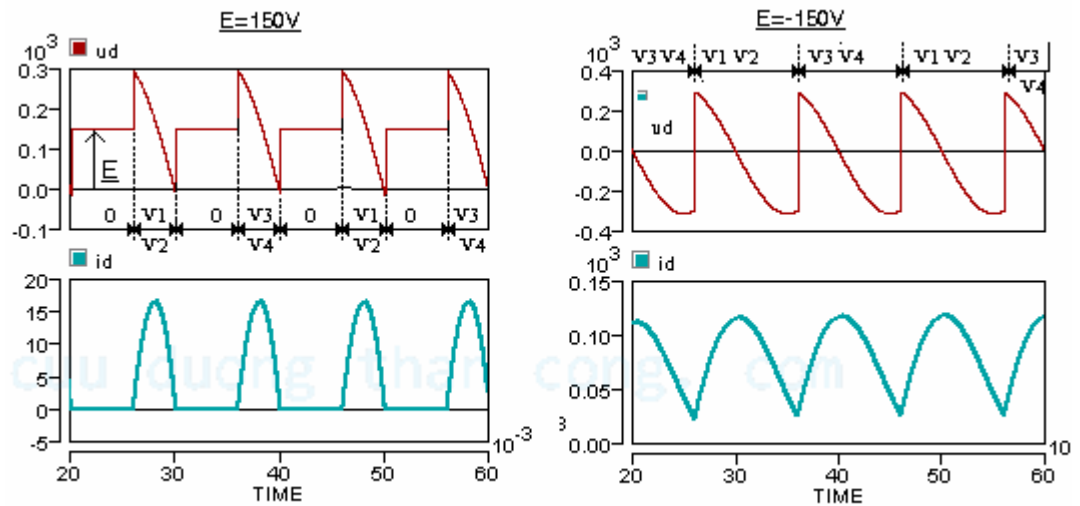
$i_d=0$

$u_d=E=150V$

b/- Nếu $E = -150V$

$$I_d = \frac{-99 - (-150)}{10} = 5,1 \quad A$$

Do đó, dòng tải liên tục và bộ chỉnh lưu làm việc ở chế độ nghịch lưu. Dạng dòng điện và điện áp cho hai trường hợp được vẽ trên hình H2.30.



H2.30

2.7 - MẠCH LỌC ÁP TẢI VÀ DÒNG TẢI.

Để hạn chế thành phần xoay chiều của áp chỉnh lưu và do đó làm giảm độ nhấp nhô dòng điện tải, ta có thể:

1. Tăng số xung điện áp chỉnh lưu, ví dụ sử dụng mạch nhiều pha, dạng cầu.
2. Dùng tụ lọc.
3. Dùng cảm kháng lọc.
4. Dùng diode không, mạch điều khiển bán phần.

Ví dụ 2.19:

Tính toán mạch tụ lọc C của bộ chỉnh lưu cầu một pha tải R (xem hình H2.31)

Giải:

Phương trình điện áp tải khi các diode dẫn:

$$u_d = |U_m \cdot \sin x|$$

và khi diode ngắt:

Điện tử công suất 1

$$u_d = (U_m \cdot \sin \theta) \cdot e^{-\frac{(\pi - \theta)}{\omega RC}}$$

Góc θ , tại vị trí dòng qua diode bị ngắt, được xác định theo hệ thức:

$$\theta = \arctan(-\omega RC) = -\arctan(\omega RC) + \pi$$

Điện áp lớn nhất trên tải bằng biên độ áp nguồn và điện áp nhỏ nhất xảy ra tại thời điểm $(\pi + \alpha)$, ta có:

$$(U_m \cdot \sin \theta) \cdot e^{-\frac{-(\pi + \alpha - \theta)}{\omega RC}} = -U_m \cdot \sin(\pi + \alpha)$$

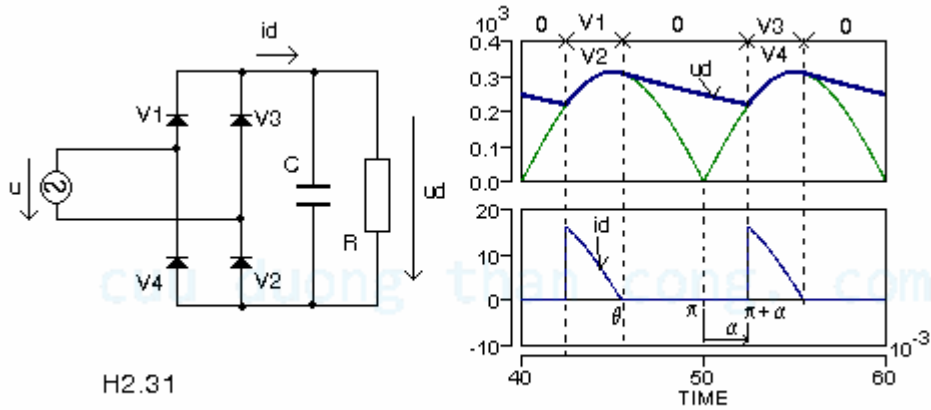
$$\text{Từ đó: } (\sin \theta) \cdot e^{-\frac{-(\pi + \alpha - \theta)}{\omega RC}} - \sin(\pi + \alpha) = 0$$

Giá trị α cần xác định bằng phương pháp tính số.

Độ chênh lệch giữa điện áp lớn nhất và nhỏ nhất điện áp tải bằng:

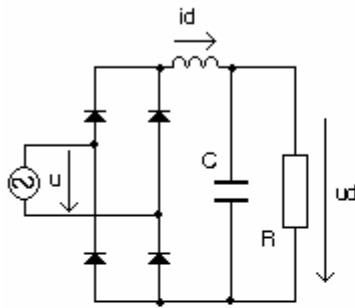
$$\Delta U_d = U_m - |U_m \cdot \sin(\pi + \alpha)| = U_m \cdot (1 - \sin \alpha)$$

Với các giá trị R, ΔU_d cho trước, ta có thể xác định độ lớn tụ C.

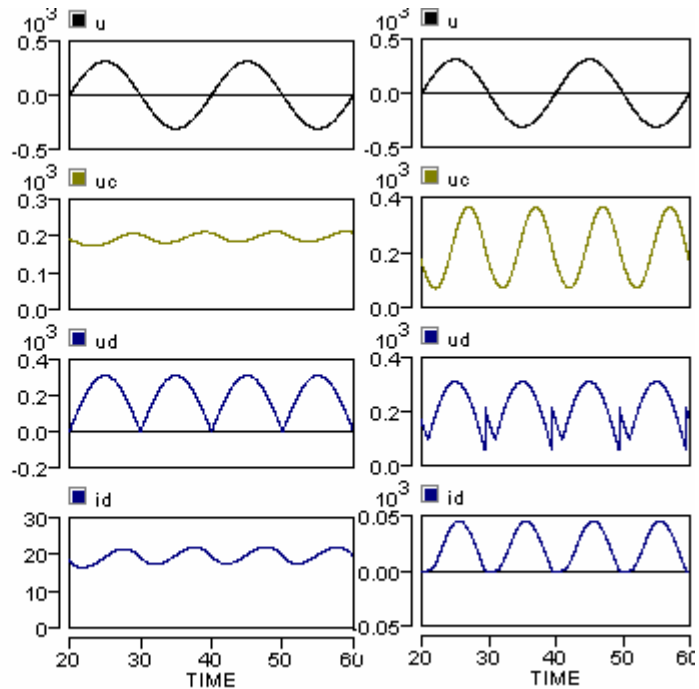


Thông thường: $\omega RC \gg \pi$; $\theta \approx \pi/2$; $\alpha \approx \pi/2$. Điện áp thấp nhất của tải có thể giả sử bằng giá trị áp tại thời điểm $x = \pi$. Ta có:

cuu duong than cong. com



H2.32



$$U_d(\pi + \alpha) = U_m \cdot e^{-(\pi + \pi / 2 - \pi / 2) / \omega RC} = U_m \cdot e^{-\pi / \omega RC}$$

$$\text{Từ đó: } \Delta U_d \approx U_m \cdot (1 - e^{-\pi / \omega RC}) \approx U_m \left[1 - \left(1 - \frac{\pi}{\omega RC} \right) \right]$$

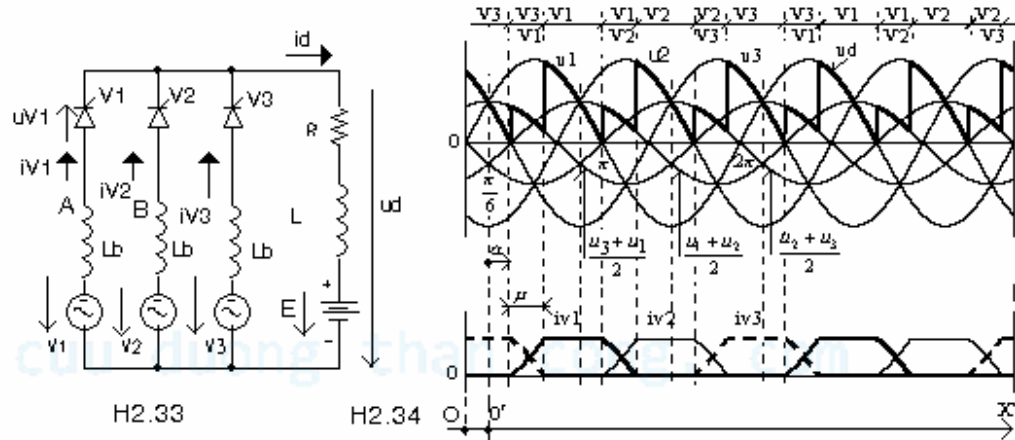
$$\Delta U_d \approx \frac{\pi \cdot U_m}{\omega RC} = \frac{U_m}{2f \cdot RC}$$

Dòng điện qua tải trong ví dụ trên có tính gián đoạn. Để cho dòng điện tải liên tục, cảm kháng lọc cần được sử dụng (hình H2.32). Trong trường hợp kết hợp với tụ C, mạch lọc LC được vẽ trên hình kèm theo. Việc chọn các giá trị cần thiết của mạch lọc có thể thực hiện bằng giải tích, dựa theo phân tích sóng hài bằng chuỗi Fourier. Tuy nhiên, việc tính toán có thể đơn giản hơn nhờ sử dụng phần mềm mô phỏng. Trên hình vẽ H2.32, các đồ thị minh họa kết quả áp và dòng điện tải với hai giá trị khác nhau của cuộn kháng lọc.

2.8 - HIỆN TƯỢNG CHUYỂN MẠCH

Trong các phần trước đây, bộ chỉnh lưu được phân tích với giả thiết bỏ qua cảm kháng trong của nguồn áp. Hệ quả là quá trình chuyển mạch giữa các nhánh chứa thyristor diễn ra tức thời. Trong thực tế, nguồn có cảm kháng trong làm dòng điện qua nó không thể thay đổi đột ngột. Vì thế, hiện tượng chuyển mạch giữa các nhánh chứa các thyristor không diễn ra tức thời mà kéo dài một khoảng thời gian, hình thành trạng thái các nhánh chứa thyristor cùng dẫn điện. Hiện tượng này được gọi là hiện tượng trùng dẫn (overlapping) hoặc hiện tượng chuyển mạch (commutation).

Xét bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha điều khiển (hình H2.33)



Nguồn xoay chiều có cảm kháng trong L_b .

Trạng thái V3:

Giả thiết dòng qua tải liên tục và V_3 dẫn dòng điện. Khi đó, dòng điện tải dẫn qua mạch (u_3, L_b, V_3, R, L) . Phương trình mô tả mạch:

$$\begin{aligned} u_{V3} &= 0 ; i_{V3} = i_d \\ u_{V1} &= u_1 - u_3 ; i_{V1} = 0 ; u_{V2} = u_2 - u_3 ; i_{V2} = 0 \\ u_d &= u_3 \\ u_d &= R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} + E \end{aligned} \quad (2.43)$$

Trạng thái (V1V3):

Tại thời điểm đưa xung kích đóng cho V_1 (góc α), do tác dụng đồng thời của điện áp khoá và xung kích đóng, V_1 đóng.

Do V_1 mắc nối tiếp với L_b nên dòng qua nó tăng liên tục từ giá trị 0. Tương tự, dưới tác dụng của điện áp chuyển mạch $(u_3 - u_1)$ và cảm kháng L_b , dòng điện qua V_3 giảm một cách liên tục từ giá trị dòng tải. Hệ phương trình mô tả trạng thái mạch:

$$\begin{aligned} i_{V1} + i_{V3} &= i_d \\ -u_1 + L_b \frac{di_{V1}}{dt} &= -u_3 + L_b \frac{di_{V3}}{dt} \end{aligned}$$

$$u_d = +u_1 - L_b \frac{di_{V1}}{dt} \quad (2.44)$$

$$u_d = R.i_d + L. \frac{di_d}{dt} + E$$

$$u_{V1} = 0 ; u_{V3} = 0$$

Giả sử khoảng thời gian trùng dẫn nhỏ hơn nhiều so với hằng số thời gian của tải chỉnh lưu, có thể xem dòng điện tải không thay đổi độ lớn. Do đó:

$$\begin{aligned} i_{V1} + i_{V3} &= I_d = \text{const} \\ \Rightarrow \frac{di_{V1}}{dt} + \frac{di_{V3}}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (2.45)$$

Từ đó dẫn giải:

$$di_{V1} = \frac{u_1 - u_3}{2\omega L_b} dX \quad (2.46)$$

Biểu diễn các hệ thức trong hệ trục tọa độ mới $O'X'$ với O' dịch sang phải của điểm O và $\overline{OO'} = \frac{\pi}{6}$, ta có: $u_1 - u_3 = U_m \sqrt{3} \sin X' dX'$ (2.47)

Từ đó:

$$\int_{i_{V1}(\alpha)}^{i_{V1}(X')} di_{V1} = \int_{\alpha}^{X'} \frac{\sqrt{3}U_m}{2\omega L_b} \sin X' dX' \quad (2.48)$$

$$\Rightarrow i_{V1}(X') - i_{V1}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}U_m}{2\omega L_b} (\cos \alpha - \cos X') \quad (2.49)$$

Do $i_{V1}(\alpha) = 0$, nên

$$i_{V1}(X') = \frac{\sqrt{3}U_m}{2\omega L_b} (\cos \alpha - \cos X') \quad (2.50)$$

$$i_{V3} = i_d - i_{V1} = I_d - i_{V1} \quad (2.51)$$

Đồ thị biểu diễn các hệ thức dòng điện cho thấy i_{V1} tăng dần từ giá trị 0 và dòng i_{V3} giảm dần từ giá trị I_d .

Trạng thái VI:

Trạng thái V_1, V_3 cùng dẫn sẽ kéo dài đến vị trí X_k' thỏa mãn:

$$\begin{aligned} i_{V1}(X_k') &= I_d \\ i_{V3}(X_k') &= 0 \end{aligned} \quad (2.52)$$

Lúc đó, V_3 bị ngắt vì không cho phép dòng qua nó đổi dấu. Hiện tượng chuyển mạch kết thúc, dòng điện tải khép kín qua mạch chứa (u_1, L_b, V_1, RLE) , phương trình mô tả mạch có dạng:

$$\begin{aligned} u_{V1} &= 0; \quad i_{V1} = i_d \\ u_d &= +u_1 - L_b \frac{di_{V1}}{dt} \\ u_d &= R i_d + L \frac{di_d}{dt} + E; \quad i_{V3} = 0 \\ u_{V2} &= u_2 - u_1 + L_b \frac{di_{V2}}{dt}; \quad i_{V2} = 0 \end{aligned} \quad (2.53)$$

Tương tự như trên, ta có thể xét quá trình chuyển mạch giữa V_1, V_2 và V_2, V_3 . Gọi t_μ và X_μ lần lượt là thời gian chuyển mạch và góc chuyển mạch $X_\mu = \omega.t_\mu$

Độ lớn góc chuyển mạch μ được suy ra từ điều kiện kết thúc hiện tượng chuyển mạch:

$$i_{V1}(X') = i_{V1}(\alpha + \mu) = I_d, \quad X' = \alpha + \mu \quad (2.54)$$

Kết quả là:

$$\mu = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{2\omega L_b I_d}{\sqrt{3}U_m}\right) - \alpha \quad (2.55)$$

Góc chuyển mạch (và thời gian chuyển mạch) phụ thuộc vào góc điều khiển α , vào độ lớn dòng điện tải và cảm kháng trong của nguồn áp

Các hệ quả:

1. Hiện tượng chuyển mạch làm giảm áp tải. Ví dụ, trong thời gian chuyển mạch giữa V_3 , và V_1 , từ hệ phương trình (2.44) ta suy ra áp tải có dạng:

$$u_d = \frac{u_1 + u_3}{2} = -\frac{u_2}{2} \quad (2.56)$$

Trên hình vẽ H2.34, ta thấy dạng áp chỉnh lưu bị mất đi một phần so với trường hợp áp lý tưởng ($L_b = 0$). Do đó, trong một chu kỳ áp chỉnh lưu, trị trung bình điện áp tải bị giảm đi ΔU_{dx} .

$$\Delta U_{dx} = \frac{1}{3} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} (u_1 - u_d) dX' = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \frac{u_1 - u_3}{2} dX' \quad (2.57)$$

Từ (2.46) ta suy ra:

$$\Delta U_{dx} = \frac{3}{2\pi} \omega L_b \int_{i_{V1}(\alpha)}^{i_{V1}(\alpha+\mu)} di_{V1} = \frac{3\omega L_b}{2\pi} I_d$$

$$\text{Nếu đặt: } R_{cm} = \frac{3\omega}{2\pi} L_b$$

$$\text{Ta có: } \Delta U_{dx} = R_{cm} I_d$$

Điện áp trên tải thực tế có độ lớn:

$$\Delta U_{dx} = U_{d0} \cdot \cos\alpha - R_{cm} I_d \quad (2.58)$$

$$\text{Với } R_{cm} = \frac{p \cdot X_b}{2\pi} \quad (2.59a)$$

$$\text{hoặc } R_{cm} = \frac{p \cdot X_b}{\pi} \quad (2.59b)$$

Công thức (2.59a) áp dụng cho:

- bộ chỉnh lưu tia một xung với diode không ($p=1$);
- bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển bán phần khi $\alpha > 0$ ($p=2$);
- các bộ chỉnh lưu tia m pha điều khiển hoặc không điều khiển, có hoặc không có diode không ($p=m$);
- các bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn và không điều khiển ($p=6$);
- bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn với một diode không khi $\alpha < \pi/3$ ($p=6$);
- bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn với hai diode không ($p=6$).

Công thức (2.59b) áp dụng cho:

- bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển hoàn toàn và không điều khiển ($p=2$);
- bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển bán phần khi $\alpha = 0$ ($p=2$)
- bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn với một diode không và $\alpha > \pi/3$ ($p=6$).
- bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển bán phần ($p=3$).

2. Hiện tượng chuyển mạch hạn chế phạm vi góc điều khiển α và do đó hạn chế phạm vi điều khiển điện áp chỉnh lưu.

Khi phân tích quá trình điện áp và dòng điện của thyristor trong các dạng mạch chỉnh lưu cơ bản, với góc điều khiển α và bỏ qua hiện tượng chuyển mạch ($L_b = 0$), ta có góc an toàn của thyristor γ :

$$\gamma = \omega \cdot t_q = \pi - \alpha \quad (2.60)$$

t_q là thời gian khôi phục khả năng khóa của thyristor.

Nếu thyristor có giá trị γ cho trước, giá trị góc điều khiển cực đại cho phép có độ lớn bằng:

$$\alpha_{\max} = \pi - \gamma \quad (2.61)$$

Nếu xét cả hiện tượng chuyển mạch với μ là độ lớn góc chuyển mạch, độ lớn góc an toàn còn lại của thyristor bằng:

$$\gamma = \pi - (\alpha + \mu) = \pi - \alpha - \mu \quad (2.62)$$

Với giá trị γ cho trước của thyristor, góc điều khiển lớn nhất cho phép có giá trị:

$$\alpha_{\max} = \pi - \mu - \gamma \quad (2.63)$$

Rõ ràng, phạm vi góc điều khiển α ở chế độ nghịch lưu bị hạn chế. Góc chuyển mạch càng lớn (ví dụ khi dòng tải lớn, L_b lớn), góc α_{\max} càng giảm. Trên thực tế α_{\max} thường lấy giá trị khoảng $160^\circ \rightarrow 165^\circ$.

Do α_{\max} giảm nên trị trung bình áp chỉnh lưu trong chế độ nghịch lưu bị giảm theo:

$$U_{d\min} = U_{d0} \cdot \cos \alpha_{\max} - X_{cm} \cdot I_d \quad (2.64)$$

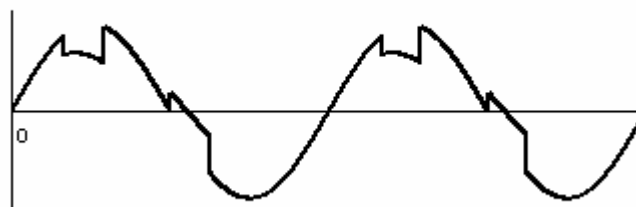
Trong trường hợp mạch tia ba pha, ta dễ dàng suy ra:

$$U_{d\min} = U_{d0} \cdot \left[\cos(\pi - \gamma) - \frac{2\omega L_b}{\sqrt{3}U_m} I_d \right] - X_{cm} \cdot I_d \quad (2.65)$$

Với γ cho trước, điện áp trung bình nhỏ nhất của tải phụ thuộc vào dòng tải.

3. Hiện tượng chuyển mạch làm biến dạng điện áp nguồn.

ĐIỆN ÁP PHA 1 BỊ BIẾN DẠNG DƯỚI TÁC DỤNG CỦA HIỆN TƯỢNG CHUYỂN MẠCH

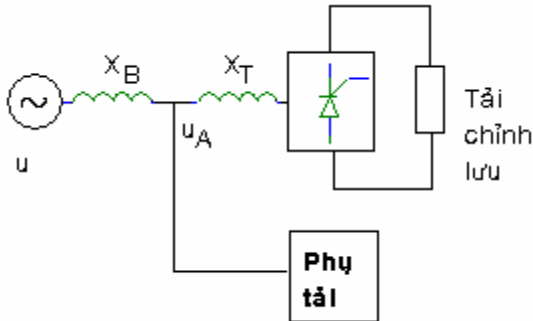


H2.35

Phân tích điện áp pha nguồn tại các điểm A hoặc điện áp dây giữa hai điểm AB (hình H2.35), ta thấy nó bị méo dạng, trên đồ thị điện áp pha hình H2.35 xuất

hiện các gai và lõm điện áp. Các lõm và gai điện áp có độ lớn tỉ lệ với giá trị cảm kháng L_b và dòng điện tải. Do đó, nếu mắc các tải tiêu thụ khác vào mạch nguồn chung với bộ chỉnh lưu, sự biến dạng áp nguồn gây ra do tác dụng chuyển mạch của bộ chỉnh lưu có thể không chấp nhận được.

Để hạn chế độ biến dạng của áp nguồn, người ta không mắc trực tiếp bộ chỉnh lưu vào lưới điện mà thông qua máy biến áp hoặc cuộn kháng. Máy biến áp trong hoạt động mạch tác dụng như cuộn kháng lọc với độ lớn xác định bởi cảm kháng tản của các cuộn dây. Cấu trúc mạch nguồn đầu vào bộ chỉnh lưu có dạng thay thế vẽ trên hình H2.36.



H2.36

Hiện tượng chuyển mạch tác dụng làm ngắn mạch giữa các pha nguồn. Cảm kháng hoặc máy biến áp mắc nối tiếp với bộ chỉnh lưu có tác dụng tương đương cảm kháng L_T . Do có L_T , điện áp ngắn mạch tại điểm A phụ thuộc vào tỉ số cảm kháng L_b và L_T trong mạch, nếu $\frac{L_T}{L_b}$ rất lớn, điện áp lưới càng ít biến dạng. Tuy nhiên, việc tăng L_T lại không có lợi về khía cạnh sử dụng máy biến áp và điện áp chỉnh lưu giảm nhiều do chuyển mạch.

Độ lớn điện áp tại các vị trí A lúc chuyển mạch xác định theo hệ thức gần đúng :

$$U_A = U \frac{X_T}{X_b + X_T} ; X_T = \omega L_T , X_b = \omega L_b \quad (2.66)$$

Trong thực tế, giá trị X_T thường chọn trong khoảng

$$X_T = (0,04 \rightarrow 0,1) \cdot \frac{U_{2f}}{I_{2f}} \quad (2.67)$$

U_{2f} , I_{2f} là trị hiệu dụng điện áp và dòng điện định mức của nguồn cấp cho tải (ví dụ điện áp và dòng điện pha thứ cấp máy biến áp).

Ví dụ 2.20:

Bộ chỉnh lưu cầu một pha điều khiển hoàn toàn mắc vào tải động cơ một chiều. Tải có L_u rất lớn làm dòng tải phẳng $i_d = 100A$. Nguồn xoay chiều có trị hiệu dụng $U = 380V$, $L_b = 0,001H$, $R_b = 0,01\Omega$, $\omega = 314 \text{ rad/s}$. Độ sụt áp trên một linh kiện là 2V.

a/- Phân tích hiện tượng chuyển mạch

b/- Tính điện áp lớn nhất do bộ chỉnh lưu cung cấp cho tải

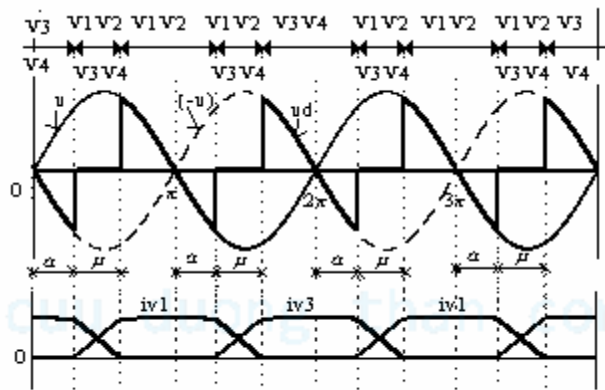
c/- Tính độ tăng $\left(\frac{di_V}{dt}\right)_{\max}$

d/- Tính độ lớn góc chuyển mạch μ khi $\alpha = 0$

e/- Tính góc điều khiển α_{\max} , giả thiết thời gian khôi phục khả năng khóa của SCR là $t_q = 50\mu\text{s}$

Giải:

a/- Giả sử V3,V4 đang dẫn, V1,V2 bị ngắt. Trong nửa chu kỳ dương của áp nguồn, tại vị trí tương ứng góc kích α , xung kích đưa vào V1,V2 làm cho chúng đóng. Do tác dụng L_b , hình thành trạng thái đồng dẫn điện của V1,V2,V3,V4 với hệ phương trình mô tả sau:



H2.37

$$i_{V1} + i_{V3} = I_d$$

$$u = L_b \cdot \frac{di}{dt}$$

$$i = i_{V1} - i_{V4} = i_{V1} - i_{V3}$$

$$u_d = -u_{V1} - u_{V4} = 0$$

Giải hệ phương trình trên ta thu được góc chuyển mạch:

$$\mu = \arccos\left(\cos \alpha - \frac{2I_d \cdot \omega \cdot L_b}{\sqrt{2} \cdot U}\right) - \alpha$$

Độ tăng dòng điện qua SCR (ví dụ khi đóng V1,V2):

$$\frac{di_V}{dt} = \frac{U \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot L_b} \sin \alpha$$

b/-

Độ sụt áp trên SCR: $\Delta U_V = 2 \times 2\text{V} = 4[\text{V}]$

Độ sụt áp trên R_b : $\Delta U_{Rb} = 0,01 \times 100 = 1[\text{V}]$

Độ sụt áp gây ra bởi quá trình chuyển mạch :

$$\Delta U_{xb} = R_x \cdot I_d = \frac{2.314.0,001}{\pi} \cdot 100 = 19,9[V]$$

Điện áp trung bình lớn nhất bộ chỉnh lưu cấp cho tải :

$$U_{dmax} = U_{d0} - (\Delta U_V + \Delta U_{Rb} + \Delta U_{xb})$$

$$U_{dmax} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 380 - (4 + 1 + 19,9) = 317,7[V]$$

c/- Tính độ tăng dòng qua SCR khi đóng:

$$\frac{di_V}{dt} = \frac{U \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot L_b} \sin \alpha$$

Độ dốc đạt cực đại khi $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Lúc đó:

$$\left(\frac{di_V}{dt} \right)_{\max} = \frac{380\sqrt{2}}{2.0,001} = 0,2687 \cdot 10^6 [A / s] = 0,2687 [A / \mu.s]$$

d/- Góc chuyển mạch khi $\alpha = 0$

$$\mu = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{2 \cdot I_d \cdot \omega \cdot L_b}{\sqrt{2} \cdot U} \right) - \alpha$$

$$= \arccos \left(\cos 0 - \frac{2 \cdot 100 \cdot 314 \cdot 0,001}{\sqrt{2} \cdot 380} \right) - 0$$

$$\mu = 0,488[rad] \approx 28^0$$

e.-

$$\gamma = \omega \cdot tq = 314 \cdot 10^{-6} \cdot 50 = 0,0157[rad] \approx 0,9^0$$

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{2 \cdot 100}{\sqrt{2} \cdot 380} \cdot 314 \cdot 0,001 + \cos(\pi - 0,0157)$$

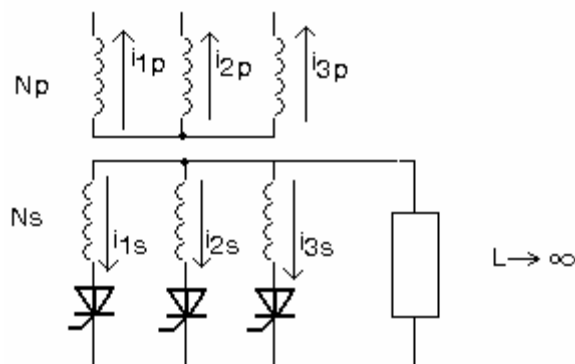
$$\cos \alpha_{\max} = -0,8830 \Rightarrow \alpha_{\max} = 2,653[rad] \approx 152^0$$

2.9 MÁY BIẾN ÁP CẤP NGUỒN CHO CÁC BỘ CHỈNH LƯU

2.9.1 CHỨC NĂNG CỦA MÁY BIẾN ÁP

Máy biến áp dùng làm nguồn xoay chiều cho các bộ chỉnh lưu có các chức năng sau:

1. Cung cấp điện áp nguồn có độ lớn phù hợp với yêu cầu của tải.
2. Cách ly áp nguồn của bộ chỉnh lưu với lưới điện. Do đó, tải có thể chạy ngắn mạch trong thời gian ngắn.
3. Tác dụng lọc các sóng hài bậc cao.
4. Tạo thành cảm kháng chuyển mạch, do đó hạn chế sự biến dạng gây ra từ quá trình chuyển mạch.
5. Tạo hệ thống nguồn xoay chiều nhiều pha để cung cấp cho bộ chỉnh lưu nhiều xung.



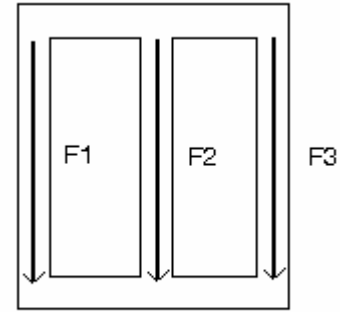
2.9.2 TÍNH TOÁN MÁY BIẾN ÁP

Phân tích dạng điện áp
và dòng điện máy biến áp

Phân tích chính xác quá trình điện áp và dòng điện mạch máy biến áp có thể đạt được bằng cách giải bài toán mạch điện từ. Tuy nhiên, việc giải toán tương đối phức tạp. Trong thực tế, người ta thường giải bài toán dưới dạng được đơn giản hóa. Trong vài trường hợp đơn giản, dòng điện từ hóa được bỏ qua.

Điện áp phía sơ cấp và thứ cấp được xem có dạng sin và tỉ số các điện áp này bằng tỉ số vòng dây cuộn sơ cấp và thứ cấp.

Dòng điện qua cuộn thứ cấp được xác định phụ thuộc vào cấu hình bộ chỉnh lưu. Dòng điện cuộn thứ cấp được xác định phụ thuộc vào thành phần xoay chiều của dòng qua cuộn sơ cấp. Thành phần dòng điện một chiều qua cuộn thứ cấp có tác dụng đưa trạng thái mạch từ vào chế độ bão hòa nên cần được hạn chế.



H2.39

Ví dụ, xét máy biến áp ba pha mắc vào bộ chỉnh lưu tia ba xung như trên hình H2.39. Bỏ qua dòng điện từ hóa, sức từ động F_1 , F_2 và F_3 (hình H2.39) trên các trụ máy biến áp đạt giá trị như nhau:

$$F_1 = F_2 = F_3 \quad (2.66)$$

Giả thiết các cuộn dây được quấn cùng chiều, ta có:

$$N_s \cdot i_{1s} - N_p \cdot i_{1p} = N_s \cdot i_{2s} - N_p \cdot i_{2p} = N_s \cdot i_{3s} - N_p \cdot i_{3p} \quad (2.67)$$

N_p .. tổng số vòng dây trên một pha phía sơ cấp

N_s .. tổng số vòng dây trên một pha cuộn thứ cấp

Để đơn giản, giả thiết $N_s = N_p = N$, ta thu được:

$$i_{1s} - i_{1p} = i_{2s} - i_{2p} = i_{3s} - i_{3p} \quad (2.68)$$

Định luật Kirchhoff cho nút dòng điện cho ta:

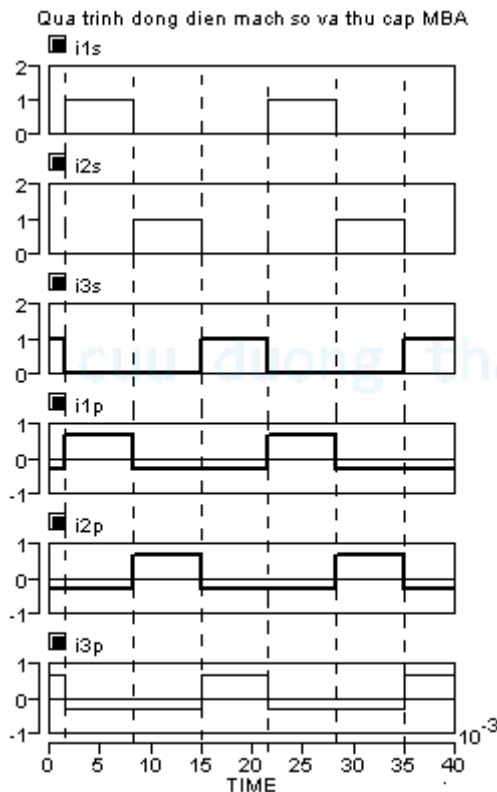
$$i_{1p} + i_{2p} + i_{3p} = 0 \quad (2.69)$$

Dòng điện qua cuộn sơ cấp:

$$\begin{aligned} i_{1p} &= \frac{2i_{1s} - i_{2s} - i_{3s}}{3}; \\ i_{2p} &= \frac{2i_{2s} - i_{3s} - i_{1s}}{3}; \\ i_{3p} &= \frac{2i_{3s} - i_{1s} - i_{2s}}{3} \end{aligned} \quad (2.70)$$

Quá trình dòng điện qua các pha của cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp được vẽ trên hình H2.40.

Trị hiệu dụng dòng điện qua cuộn thứ cấp và cuộn sơ cấp:



H2.40

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{is}^2 dX} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (2.71)$$

$$I_p = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ip}^2 dX} = k \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \quad (2.72)$$

với k là tỉ số máy biến áp.

Định mức điện áp phía thứ cấp máy biến áp:

- Gọi :
- U_{tmax} là điện áp lớn nhất của tải
 - ΔU_{dT} là tổng các sụt áp tạo nên bởi các linh kiện
 - ΔU_{drmax} là tổng các sụt áp cực đại tạo trên điện trở dây dẫn và điện trở nguồn
 - ΔU_{dxmax} độ sụt áp cực đại gây ra bởi quá trình chuyển mạch

Tácó:

- $\Delta U_{dT} = n \cdot \Delta U_{IT}$
- n: là số linh kiện trong mạch mắc nối với tải ở trạng thái dẫn điện (không xét trạng thái chuyển mạch)

- ΔU_{IT} : độ sụt áp theo chiều thuận trên một linh kiện
- $\Delta U_{drmax} = R_{\Sigma} \cdot I_{dmax}$
- R_{Σ} : là tổng trở của dây dẫn, của nguồn trong mạch ở trạng thái dẫn điện

- $\Delta U_{dxmax} = X_{cm} \cdot I_{dmax}$
- X_{cm} : trở kháng chuyển mạch, phụ thuộc vào cấu tạo mạch
- I_{dmax} : dòng điện tải cực đại cho phép.

Điện áp chỉnh lưu phải thỏa mãn điều kiện:

$$U_{dmax} = U_{d0} \cdot \cos \alpha_{min} \geq U_{tmax} + \Delta U_{dT} + \Delta U_{dxmax} + \Delta U_{drmax} \quad (2.73)$$

Đối với mạch chỉnh lưu tia ba pha:

$$U_{dmax} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \cdot \cos \alpha_{min} \quad (2.74)$$

Chọn:

$$\alpha_{min} = 0 \Rightarrow U_{dmax} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \quad (2.75)$$

Từ đó, điện áp nguồn phía thứ cấp máy biến áp được chọn sao cho

$$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U > U_{tmax} + \Delta U_{dT} + \Delta U_{dxmax} + \Delta U_{drmax} \quad (2.76)$$

$$\text{hay } U > \frac{U_{tmax} + \Delta U_{dT} + \Delta U_{dxmax} + \Delta U_{drmax}}{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}} \quad (2.77)$$

Nếu điện áp nguồn được phép giảm xuống thấp nhất bằng $b \cdot U$ ($0 < b < 1$), ta cần có:

$$b \cdot U > \frac{U_{tmax} + \Delta U_{dT} + \Delta U_{dxmax} + \Delta U_{drmax}}{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}} \quad (2.78)$$

$$\text{hay } U > \frac{U_{t \max} + \Delta U_{dT} + \Delta U_{dx \max} + \Delta U_{dr \max}}{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} b} \quad (2.79)$$

Trong trường hợp sử dụng bộ chỉnh lưu kép và điều khiển nó theo phương pháp đồng thời đòi hỏi $\alpha_{\min} > 0$. Khi đó, thay vì $\cos \alpha_{\min} = 1$, ta cần giữ nguyên biểu thức $\cos \alpha_{\min}$ trong hệ thức xác định U.

Nếu tải phải làm việc ở chế độ nghịch lưu và có giá trị thấp nhất U_{\min} ($U_{\min} < 0$), bộ chỉnh lưu hoạt động với góc điều khiển tương ứng α_{\max} . Nguồn phải có khả năng nhận năng lượng từ tải đưa về. Khi đó, điều kiện thiết lập giữa áp chỉnh lưu và phía tải là:

$$|b \cdot U_{d0} \cdot \cos \alpha_{\max}| \geq |U_{t \min} + \Delta U_{dT} + \Delta U_{dx \max} + \Delta U_{dr \max}| \quad (2.80)$$

Do các biểu thức trong dấu trị tuyệt đối đều âm nên ta suy ra:

$$b \cdot U_{d0} \cdot \cos \alpha_{\max} \leq U_{t \min} + \Delta U_{dT} + \Delta U_{dx \max} + \Delta U_{dr \max} \quad (2.81)$$

Ta chọn nguồn sao cho:

$$b \cdot U_{d0} \cdot \cos \alpha_{\max} < U_{t \min} \quad (2.82)$$

Bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha:

$$b \cdot \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha_{\max} < U_{t \min} \quad (2.83)$$

Do $\cos \alpha_{\max} < 0$, nên:

$$U > \frac{U_{t \min}}{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot b \cdot \cos \alpha_{\max}} \quad (2.84)$$

Định mức dòng điện phía thứ cấp máy biến áp

Dòng điện định mức cuộn thứ cấp được tính theo trị định mức của dòng tải. Theo kết quả phân tích dòng điện qua máy biến áp, ta có cho mạch chỉnh lưu tia ba pha:

$$I_s = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (2.85)$$

Định mức công suất biểu kiến của máy biến áp

Ví dụ xét bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha. Công suất biểu kiến máy biến áp:

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = k_t \cdot P_d \quad (2.86)$$

- k_t là hệ số sử dụng máy biến áp
- S_p, S_s là công suất biểu kiến phía sơ cấp và thứ cấp máy biến áp
- P_d là công suất tải
- $S_p = m_p \cdot U_p \cdot I_p$
- $S_s = m_s \cdot U_s \cdot I_s$
- m_s : là số pha
- U, I : trị hiệu dụng điện áp và dòng điện

Từ kết quả phân tích dòng điện qua máy biến áp, ta có:

$$I_s = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

$$I_s = k \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \quad (2.87)$$

Trị hiệu dụng áp nguồn:

$$U_s = U = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \quad (2.88)$$

$$U_p = \frac{1}{k} \cdot U_s = \frac{1}{k} \cdot U = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_{d0}}{k} \quad (2.89)$$

Từ đó:

$$S_p = 3U_p I_p = 3 \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_{d0}}{k} \cdot k \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \quad (2.90)$$

$$S_p = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{d0} I_d = \frac{2}{3\sqrt{3}} P_d$$

$$S_s = 3U_s I_s = 3 \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \pi P_d \quad (2.91)$$

$$va \quad S_t = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_d + \frac{\sqrt{3}}{3} \pi P_d \right) = 1,35 P_d \quad (2.92)$$

Vì thế, hệ số sử dụng máy biến áp $k_t = 1,35$

Ví dụ 2.21:

Máy biến áp ba pha đấu dạng Y-Y có tham số:

Công suất biểu kiến $S_t = 200 \text{ kVA}$

Điện áp ngắn mạch $u_{nm} = 5\%$

Công suất tổn hao $\Delta P_j = 5,14 \text{ [kW]}$

Điện áp dây phía thứ cấp $U_d = 880 \text{ [V]}$

Dòng điện định mức phía thứ cấp $I_{tcdm} = 131 \text{ [A]}$

Xác lập các tham số mạch nguồn tương đương qui đổi sang phía thứ cấp.

Giải:

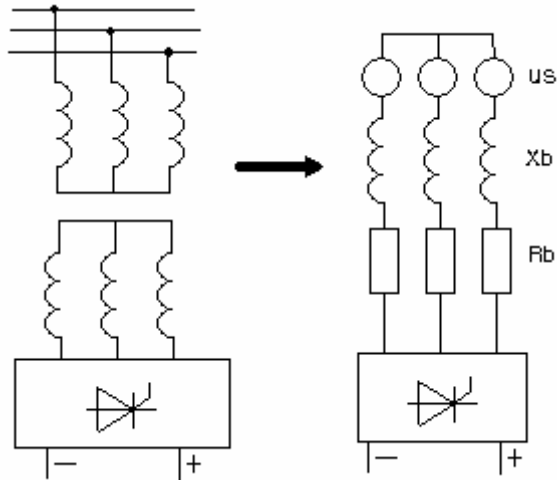
Thành phần điện áp ngắn mạch trên điện trở trong máy biến áp u_r :

$$u_r = \frac{\Delta P_j}{S_t} = \frac{5,14 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3} = 0,0257$$

Điện trở và trở kháng trong máy biến áp quy đổi sang phía thứ cấp:

$$R_b = u_r \cdot \frac{U_d}{\sqrt{3} \cdot I_{tcdm}} = 0,0257 \cdot \frac{880}{\sqrt{3} \cdot 131} = 0,0997 [\Omega]$$

$$X_b = \omega \cdot L_b = u_{nm} \cdot \frac{U_d}{\sqrt{3} \cdot I_{tcdm}} = 0,05 \cdot \frac{880}{\sqrt{3} \cdot 131} = 0,194 [\Omega]$$



Ví dụ 2.22:

Cho bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn. Nguồn điện áp xoay chiều lấy từ phía thứ cấp $U = 220 \text{ V}$, tần số $\omega = 314 \text{ rad/s}$. Tải $R = 0,1 \Omega$, L rất lớn dùng làm dòng tải liên tục và phẳng, $E = 200 \text{ V}$, góc điều khiển $\alpha = \frac{\pi}{3} [\text{rad}]$.

- a/- Tính trị trung bình áp U_d và dòng I_d .
- b/- Trị trung bình và trị hiệu dụng dòng qua SCR.
- c/- Tính trị hiệu dụng dòng điện qua nguồn xoay chiều.
- d/- Giả sử trong quá trình điều khiển do tải thay đổi (E), α thay đổi trong phạm vi $(0, \pi)$. Dòng tải được điều chỉnh ở giá trị xác định ở câu a/- . Tính công suất máy biến áp.

Hướng dẫn:

a/-

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot 220 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = 257 \quad [\text{V}]$$

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} = \frac{257 - 200}{0,1} = 572 \quad [\text{A}]$$

b/-

$$I_{ATV} = \frac{I_d}{3} = 190,6 [\text{A}]$$

$$I_{TRMS} = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot I_d = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot 572 = 330 [\text{A}]$$

c/-

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 572 = 467 [\text{A}]$$

d/-

$$S = \frac{S_p + S_s}{2}$$

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

$$S_s = 3U_s.I_s = 3.U_s.\sqrt{\frac{2}{3}}.I_d$$

$$U_{d\max} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}.U_d \quad ; \quad (\alpha = 0)$$

$$U_p = \frac{N_p}{N_s}.U_s$$

$$I_p = \frac{N_s}{N_p}.I_{s\sigma} = \frac{N_s}{N_p}.I_s$$

Từ các hệ thức trên, ta có thể suy ra được:

$$S = 1,05.U_{d\max}.I_d$$

$$U_{d\max} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}.220 = 514,5[V]$$

$$I_d = 572[A]$$

$$S = 1,05.514,5.572 = 309068 \text{ VA}$$

$$S = 309 \text{ kVA}$$

Ví dụ 2.23

Tính toán định mức máy biến áp, mạch chỉnh lưu. Cho biết bộ chỉnh lưu mạch cầu ba pha cấp nguồn cho động cơ một chiều kích từ độc lập. Động cơ có tham số:

$$u_{u\text{dm}} = 400 \text{ V}$$

$$I_{u\text{dm}} = 188 \text{ A}$$

$$R_u = 0,051\Omega$$

$$n_{dm} = 470 \text{ v/ph}$$

Độ sụt áp cho phép của lưới điện là 5%

Độ sụt áp trên mỗi SCR khi đóng là 2 V.

Dòng điện cực đại cho phép của động cơ bằng $1,5 I_{u\text{dm}}$.

Giải:

Việc định mức điện áp của nguồn (máy biến áp) phải thỏa mãn yêu cầu áp cung cấp lớn nhất do phía tải yêu cầu:

$$\text{Ta có: } U_{u\max} = R_u I_{u\max} + c\phi_{ktdm}.\omega_{dm}$$

Hằng số kích từ định mức

$$c\phi_{ktdm} = \frac{U_{u\text{dm}} - R_u I_{u\text{dm}} - 2,5}{\omega_{dm}}$$

$$\text{với } u_{u\text{dm}} = 440 \text{ V}$$

$$R_u = 0,051 \Omega$$

$$I_{u\text{dm}} = 188 \text{ A}$$

$$\omega_{dm} = 2\pi \frac{n_{dm}}{60} = 49,218 [\text{rad} / \text{s}]$$

2,5 [V] là điện áp tiếp xúc chổi quét với cổ góp. Ở đây bỏ qua ảnh hưởng nhiệt độ lên điện trở mạch phần ứng

$$c\phi_{ktdm} = 8,69$$

Từ đó :

$$u_{u\max} = R_{\text{tr}} \cdot I_{u\max} + c\phi_{\text{ktdm}} \cdot \omega_{\text{dm}} + 2,5 \\ = 0,051 \cdot 188 \cdot 1,5 + 8,69 \cdot 49,218 + 2,5 = 444,6 \text{ V}$$

Độ sụt áp trên SCR:

$$\Delta U_v = 2 \times 2 \text{ [V]} = 4 \text{ [V]}$$

Do các tham số của máy biến áp chưa có nên độ sụt áp của chúng không xác định được. Để chọn máy biến áp ta phải phỏng đoán độ sụt áp do quá trình chuyển mạch. Từ đó ta chọn máy biến áp và thực hiện kiểm chứng điện áp, nếu không phù hợp (cao quá hoặc thấp quá so với yêu cầu) ta lần lượt chọn và kiểm tra lại.

Chọn độ sụt áp tổng khoảng 10% so với áp định mức. Ta có áp chỉnh lưu lớn nhất:

$$U_{d\max} = 440 + 0,1 \cdot 440 = 484 \text{ V}$$

$$U_{d\max} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U$$

Xét cả sụt áp lưới điện (5%), ta có

$$U_{d\max} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U \cdot 0,95$$

$$\text{Từ đó } U_s = \frac{\pi}{3\sqrt{6} \cdot 0,95} \cdot 484 = 217,8 \text{ [V]}$$

Điện áp dây phía thứ cấp máy biến áp :

$$U_{LS} = \sqrt{3} U_s = \sqrt{3} \cdot 217 = 376 \text{ [V]}$$

Công suất biểu kiến máy biến áp:

$$S_t = k_t \cdot P_d = 1,05 \cdot 440 \cdot 188 = 86856 \text{ VA} = 86,8 \text{ kVA}$$

$k_t = 1,05$ là hệ số sử dụng máy biến áp áp dụng cho bộ chỉnh lưu cầu ba pha.

Tra bảng ta chọn máy biến áp với:

$$S_t = 125 \text{ kVA}, Y_y 0$$

Điện áp phía cuộn sơ cấp (áp dây) $U_{LP} = 380 \text{ V}$

Dòng sơ cấp $I_p = 190 \text{ A}$

Điện áp thứ cấp (áp dây) $U_{LS} = 510 / 410 / 320 / 220 \text{ [V]}$

Dòng điện mạch thứ cấp $I_s = 141 / 176 / 255 / 298 \text{ [A]}$

Điện áp ngắn mạch 4%

Giả sử bỏ qua tổn hao máy biến áp $\Rightarrow R_b = 0$

Chọn mức áp thứ cấp 410 V:

$$X_b = 0,04 \cdot \frac{410}{\sqrt{3} \cdot 176} = 0,05379 \Omega$$

Độ sụt áp do quá trình chuyển mạch :

$$\Delta U_x = R_x I_{u\max}$$

$$R_x = \frac{6 \cdot X_b}{2\pi} = 6 \cdot \frac{0,05379}{2\pi} = 0,0513 \Omega$$

$$\Delta U_x = 0,0513 \cdot 188 \cdot 1,5 = 14,487 \text{ [V]}$$

Kiểm chứng điện áp:

$$U_{d\max} = U_{u\max} + \Delta U_v + \Delta U_x \\ = 444,6 + 4 + 14,487 = 463,08 \text{ [V]}$$

Điện áp chỉnh lưu do máy biến áp đã chọn cung cấp:

$$U_{d\max} = \frac{3\sqrt{6}.U_S}{\pi} \cdot 0,95 = \frac{3\sqrt{2}.U_{LS}}{\pi} \cdot 0,95$$

$$U_{d\max} = \frac{3\sqrt{2}.410}{\pi} \cdot 0,95 = 526[V]$$

Như vậy máy biến áp đã chọn đạt yêu cầu về điện áp.

Định mức dòng điện cho máy biến áp dựa trên cơ sở dòng tải định mức. Trị hiệu dụng dòng điện qua cuộn thứ cấp:

$$I_P = \sqrt{\frac{2}{3}}.I_d = \sqrt{\frac{2}{3}}.I_{udm} = \sqrt{\frac{2}{3}}.188 = 153,5[A]$$

Dòng điện định mức qua cuộn sơ cấp:

$$I_P = \frac{U_{LS}}{U_{LP}}.I_S = \frac{410}{380}.153,5 = 165,6[A]$$

Định mức điện áp và dòng điện cho linh kiện dựa trên cơ sở độ lớn cực đại xuất hiện của chúng.

Điện áp lớn nhất xuất hiện trên SCR:

$$U_{RWM} = U_{DWM} = \sqrt{2}.U_{tLS} = \sqrt{2}.410 = 579,8[V]$$

Dòng điện lớn nhất qua SCR có trị trung bình :

$$I_{TAV\max} = \frac{I_{d\max}}{3} = \frac{I_{u\max}}{3} = \frac{188,15}{3} = 62,66[A]$$

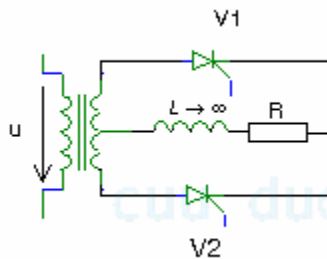
Từ đó, các SCR được chọn với tham số:

$$U_{RRM} = U_{DRM} = K_u \cdot U_{RWM} ; \quad I_{ATV} = K_i \cdot I_{TAV\max}$$

với $K_u = (2,5 \rightarrow 3,5)$; và $K_i = (1,2 \rightarrow 1,5)$

Ví dụ 2.24

Cho sơ đồ mạch trên hình H2.41. Tính chọn máy biến áp và các linh kiện bộ chỉnh lưu. Cho biết rằng tải có $R=1\Omega$, $L \rightarrow \infty$. Áp nguồn xoay chiều u có trị hiệu dụng 220V, 50Hz. Bỏ qua sụt áp trên máy biến áp.



H2.41

Hướng dẫn:

Công suất biểu kiến phía thứ cấp (gồm 2 cuộn thứ cấp):

$$S_s = 2U_s \cdot \frac{I_d}{\sqrt{2}}$$

Công suất biểu kiến phía sơ cấp:

$$I_P = \frac{U_S}{U_P} I_d ; \quad S_P = U_P I_P$$

Điện tử công suất 1

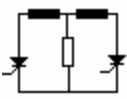
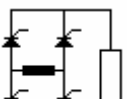
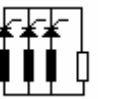

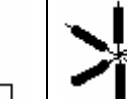



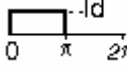
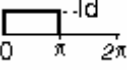
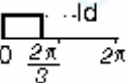
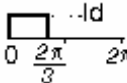
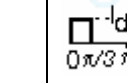
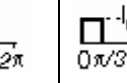
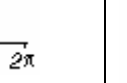
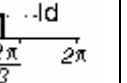
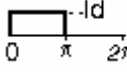
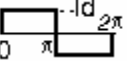
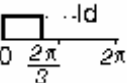
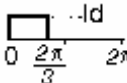
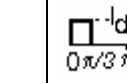
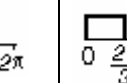
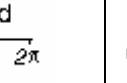
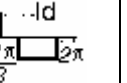
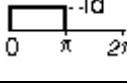
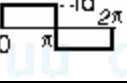
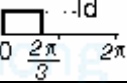
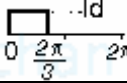
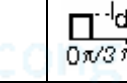
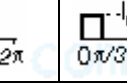
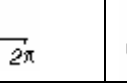
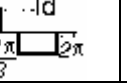
Công suất máy biến áp:

$$S_t = \frac{1}{2}(S_P + S_S)$$

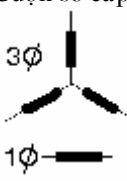
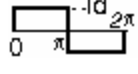
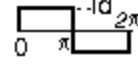
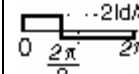
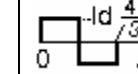
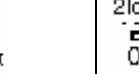
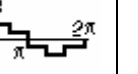
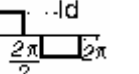
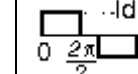

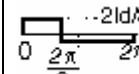
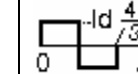
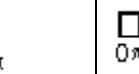
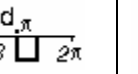
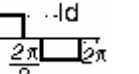
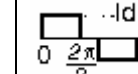
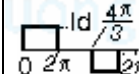
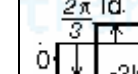

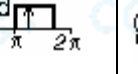
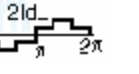
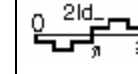
cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

BẢNG B2.1 CÁC THÔNG SỐ CỦA CÁC BỘ CHỈNH LƯU CƠ BẢN

									
Trị trung bình áp tải	$U_d(\alpha)$ ($\alpha = 0$)	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U$	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U$	$\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} U$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} U$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} U$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} U$
Điện áp làm việc	U_{RWM}	$2\sqrt{2} U$	$\sqrt{2} U$	$\sqrt{6} U$	$\sqrt{6} U$	$\sqrt{6} U$	$\sqrt{6} U$	$\sqrt{6} U$	$\sqrt{6} U$
Dòng qua linh kiện	Dạng i_V								
	I_{VAV}	$0,5 \cdot I_d$	$0,5 \cdot I_d$	$I_d/3$	$I_d/3$	$I_d/6$	$I_d/6$	$I_d/3$	$I_d/3$
	I_{VRMS}	$I_d/\sqrt{2}$	$I_d/\sqrt{2}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{6}$	$I_d/\sqrt{6}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{3}$
Dòng pha cuộn thứ cấp									
	I_S	$I_d/\sqrt{2}$	I_d	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{6}$	$I_d/\sqrt{3}$	$\sqrt{2/3} \cdot I_d$	$I_d\sqrt{2} / 3$
Dòng ngõ vào bộ chỉnh lưu	i								
	I_{RMS}	$I_d/\sqrt{2}$	I_d	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{6}$	$I_d/\sqrt{6}$	$\sqrt{2/3} \cdot I_d$	$\sqrt{2/3} \cdot I_d$

Điện tử công suất 1

<p>Cuộn sơ cấp</p> 	Dạng								
	I_{PRMS}	I_d	I_d	$I_d \sqrt{2} / 3$	$\sqrt{2/3} I_d$	$I_d \sqrt{2} / 3$	$\sqrt{2/3} I_d$	$\sqrt{2/3} I_d$	$I_d \sqrt{2} / 3$
<p>Cuộn sơ cấp</p> 	DC EMF	0	0	$\frac{N_s I_d / 3}{2\pi}$	0		0	0	0
	Dòng pha	-	-						
	I_{PRMS}	-	-	$I_d \sqrt{2} / 3$	$\sqrt{2/3} I_d$	$I_d \sqrt{2} / 3$	$\sqrt{2/3} I_d$	$\sqrt{2/3} I_d$	$I_d \sqrt{2} / 3$
	DC EMF	-	-	$\frac{N_s I_d / 3}{2\pi}$	0	0	0	0	0
	Dòng lưới i_L	-	-						
	I_L	I_d	I_d	$\sqrt{2/3} I_d$	$\sqrt{2} I_d$	$\sqrt{2/3} I_d$	$1,38 I_d$	$1,38 I_d$	$\sqrt{2/3} I_d$
Hệ số sử dụng MBA		1,34	1,11	1,35	1,45	Y:1,43 D:1,55	1,42	1,05	1,05

2.10 MẮC NỐI TIẾP HAI BỘ CHỈNH LƯU CẦU 3 PHA -BỘ CHỈNH LƯU 12 XUNG

Bộ chỉnh lưu cầu 3 pha đã cải thiện nhiều chất lượng dòng điện so với bộ chỉnh lưu cầu một pha. Nếu muốn cải thiện hơn nữa vấn đề sóng hài điện áp (và dòng điện) xuất hiện phía tải, đồng thời giảm định mức điện áp cho linh kiện cho trường hợp tải công suất lớn, ta có thể sử dụng biện pháp ghép hai bộ chỉnh lưu cầu 6 xung để hình thành bộ chỉnh lưu cầu 12 xung.

Sơ đồ mạch điện được vẽ trên hình H2.42 gồm hai bộ chỉnh lưu cầu 3 pha mắc nối tiếp. Bộ chỉnh lưu thứ nhất đấu vào lưới 3 pha thông qua máy biến áp đấu Y-Y và bộ chỉnh lưu còn lại đấu vào lưới thông qua máy biến áp ba pha dạng Y- Δ (hoặc Δ -Y). Kiểu đấu dây Y- Δ tạo sự lệch pha 30° của điện áp pha phía bộ chỉnh lưu so với lưới nguồn. Góc kích cho 2 bộ chỉnh lưu là như nhau. Điện áp chỉnh lưu trên tải bằng tổng điện áp chỉnh lưu tạo nên bởi từng mạch cầu.

$$U_d = U_{d-Y} + U_{d-\Delta}$$

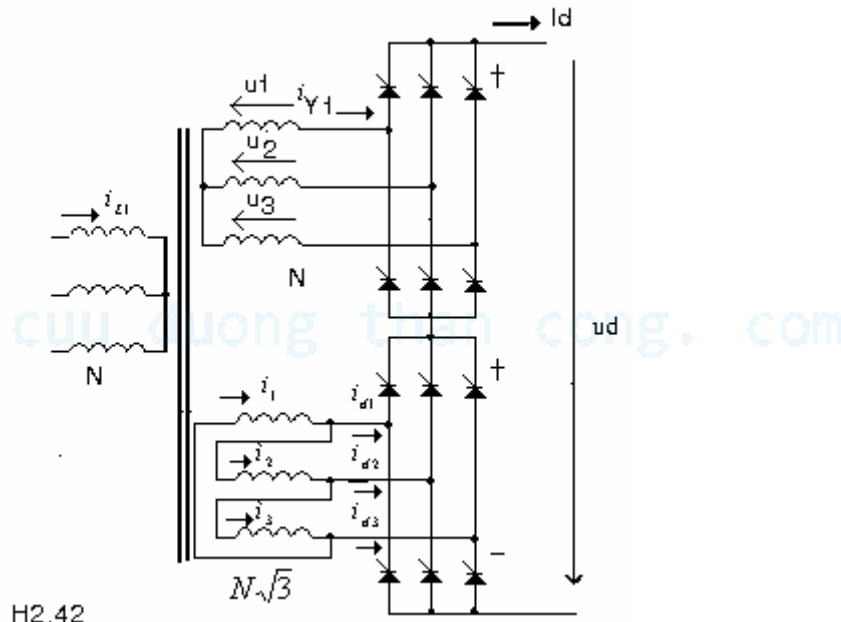
Trị trung bình điện áp chỉnh lưu:

$$U_d = U_{d-Y} + U_{d-\Delta} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cdot \cos \alpha + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cdot \cos \alpha = \frac{6\sqrt{6}}{\pi} U \cdot \cos \alpha \quad (2.93)$$

Trị tức thời lớn nhất (điện áp đỉnh) xuất hiện trên tải chỉnh lưu có giá trị bằng:

$$u_{d\max} = 2\sqrt{6} \cdot U \cdot \cos(15^\circ) = 4,732 \cdot U = 2,732 \cdot U_L \quad (2.94)$$

Quá trình chuyển mạch giữa các SCR xảy ra sau mỗi khoảng thời gian tương ứng góc pha 30° . Điện áp chỉnh lưu có dạng 12 xung và thành phần sóng hài bậc cao xuất hiện trong áp chỉnh lưu là những sóng hài bội 12 so với tần số lưới điện. Việc lọc điện áp (và dòng điện tải) vì thế dễ dàng hơn so với trường hợp chỉnh lưu cầu 3 pha.

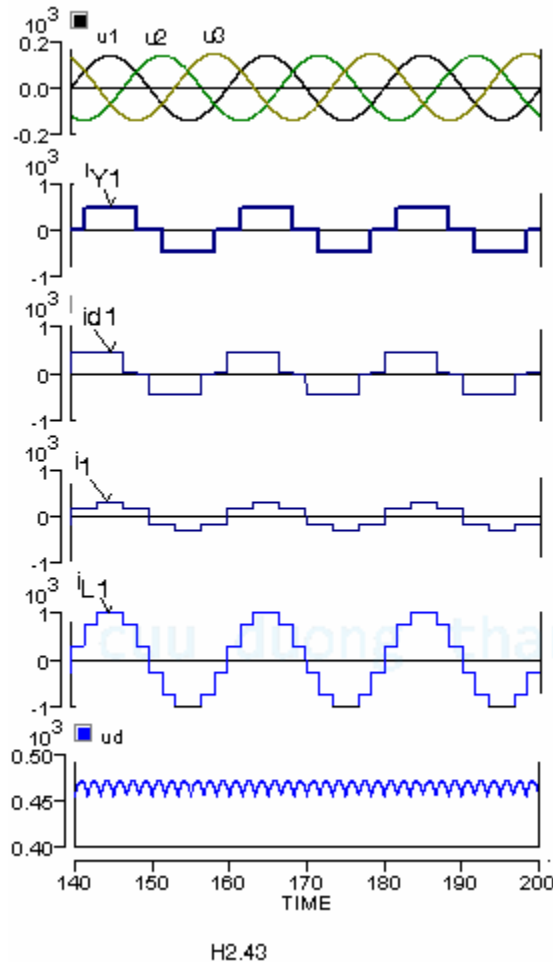


H2.42

Một hệ quả thuận lợi nữa là thành phần sóng hài của dòng điện qua lưới nguồn sẽ bị giảm xuống trong cấu hình bộ chỉnh lưu cầu 12 xung.

Phân tích quá trình dòng điện:

Để cho đơn giản, ta khảo sát trường hợp góc điều khiển bằng không ($\alpha = 0$).



Máy biến áp được đấu dây theo dạng Yyd11. Để đơn giản, ta chọn tỉ số máy biến thế bằng 1. Giả sử số vòng dây cuộn sơ cấp là N, số vòng dây cuộn thứ cấp đấu dạng Y là N. Các cuộn dây phía thứ cấp đấu dạng tam giác (Δ) có số vòng dây nhiều hơn và bằng $\sqrt{3}N$ để tạo ra điện áp dây bằng với trường hợp cuộn thứ cấp đấu dạng Y.

Ta cần xác định dòng điện qua nguồn điện lưới i_L , nếu bỏ qua dòng điện từ hóa, dễ thấy rằng:

$$i_{L1} = i_{Y1} + i_1 \cdot \sqrt{3} \quad (2.95)$$

Từ kết quả phân tích dòng điện bộ chỉnh lưu cầu 3 pha, ta suy ra quá trình dòng điện i_{Y1} qua cuộn thứ cấp Y. Để phân tích dòng điện qua cuộn thứ cấp dạng Δ còn lại i_{d1}, i_{d2} và i_{d3} , ta có thể thực hiện phép biến đổi nguồn 3 pha tương đương $\Delta - Y$. Từ kết quả dòng i_{d1}, i_{d2} và i_{d3} , sau đó việc xác định dòng điện

i_1, i_2, i_3 có thể dẫn giải từ phương trình nút dòng điện:

$$\begin{aligned} i_1 - i_2 &= i_{d1} \\ i_2 - i_3 &= i_{d2} \\ i_3 - i_1 &= i_{d3} \end{aligned} \quad (2.96)$$

Với giả thiết dòng qua 3 cuộn thứ cấp dạng tam giác cân bằng, tức $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, ta thu được:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{2}{3} i_{d1} + \frac{i_{d2}}{3} \\ i_2 &= \frac{2}{3} i_{d2} + \frac{i_{d3}}{3} \\ i_3 &= \frac{2}{3} i_{d3} + \frac{i_{d1}}{3} \end{aligned} \quad (2.97)$$

Từ quá trình i_{Y1} và i_1 , ta suy ra được dạng dòng điện phía sơ cấp i_{L1} theo (2.95).

Các quá trình điện áp chỉnh lưu, dòng điện dẫn qua pha các cuộn thứ cấp và dòng qua cuộn sơ cấp máy biến áp được vẽ trên hình H2.43 cho trường hợp góc kích $\alpha = 0$.

Dùng phân tích Fourier để xác định dòng điện nguồn cho trường hợp nguồn mắc vào máy biến áp Y-Y:

$$i_Y(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot (\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots) \quad (2.98)$$

và cho trường hợp dòng qua nguồn mắc vào máy biến áp Y- Δ :

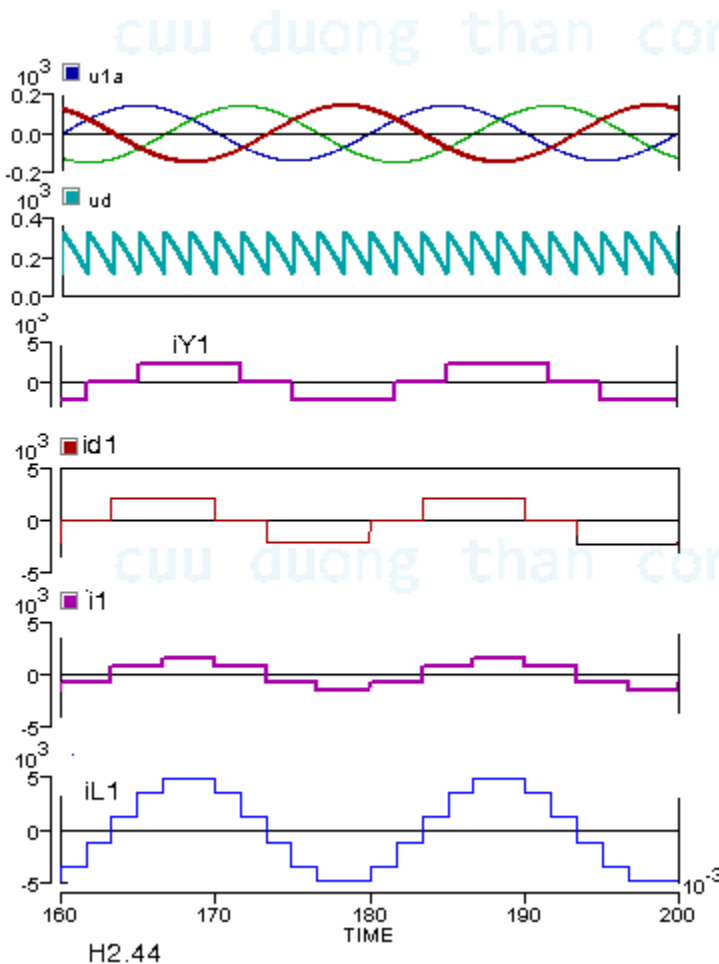
$$i_{\Delta}(t) = i_Y(t) \cdot \sqrt{3} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots) \quad (2.99)$$

Dòng điện qua nguồn cấp cho bộ chỉnh lưu 12 xung vì thế bằng tổng hai dòng điện vừa nêu, tức là:

$$i_{L1}(t) = i_Y(t) + i_{\Delta}(t)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot (\sin \omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots) \quad (2.100)$$

Kết quả cho thấy, các sóng hài dòng điện bậc $6.(2n-1) \pm 1$ trong đó có các sóng hài bậc 5 và 7, bị khử, và chỉ xuất hiện các thành phần dòng điện hài bậc $12k \pm 1$. Việc loại trừ các sóng hài bậc 5 và 7 có ý nghĩa lớn đến việc cải thiện chất lượng dòng điện nguồn cấp cho bộ chỉnh lưu.



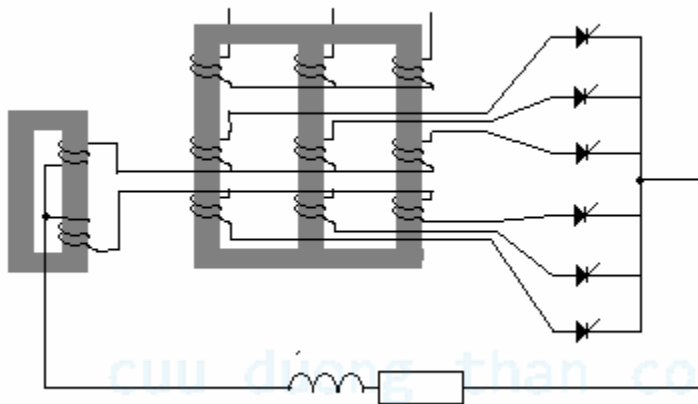
Trường hợp góc điều khiển khác không ($\alpha \neq 0$): kết quả quá trình dòng điện thu được ở cuộn sơ và thứ cấp máy biến áp có dạng tương tự như trường hợp $\alpha = 0$ với sự khác biệt gây ra bởi sự dịch pha của các dòng điện so với quá trình điện áp nguồn. Các quá trình điện áp tải, kết hợp bởi đồ thị của hai điện áp chỉnh lưu cầu 3 pha được vẽ trên hình H2.44.

Ghép nối tiếp hai bộ chỉnh lưu vừa nêu làm tăng khả năng điện áp tải, đồng thời làm

triệt tiêu các thành phần hài bậc cao quan trọng của dòng điện qua lưới.

Điều khiển tuần tự trong mạch ghép nối tiếp các bộ chỉnh lưu: điều khiển tuần tự hai bộ chỉnh lưu ghép nối tiếp để điều khiển công suất bộ chỉnh lưu ghép cho tải và thực hiện như sau: trước hết góc kích bộ chỉnh lưu 1 được điều khiển từ phạm vi từ $\alpha_1 = 0$ đến $\alpha_1 = \pi$, sau đó điều khiển góc α_2 của bộ chỉnh lưu 2 từ $\alpha_2 = 0$ đến $\alpha_2 = \pi$. Phương pháp điều khiển tuần tự sẽ làm giảm công suất phản kháng của sóng hài cơ bản do lưới cung cấp cho tải.

2.11 GHÉP SONG SONG HAI BỘ CHỈNH LƯU TIA 3 XUNG SỬ DỤNG MÁY BIẾN ÁP TRUNG GIAN- BỘ CHỈNH LƯU 6 XUNG

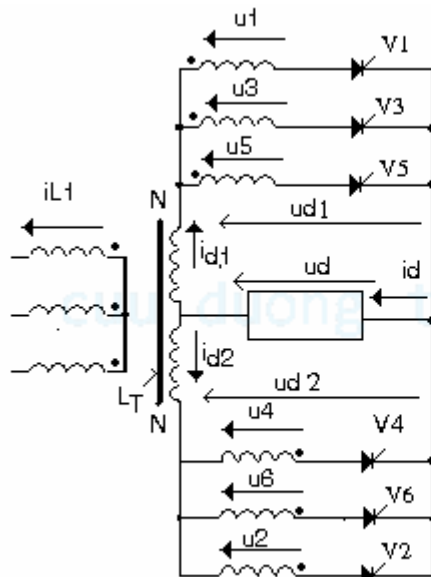


H2.45

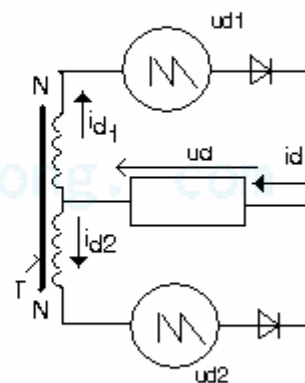
Đây là cấu hình đơn giản nhất của dạng mắc song song các bộ chỉnh lưu. Máy biến áp trung gian tạo điều kiện phân bố dòng đều đặn trên các bộ chỉnh lưu.

Mỗi bộ chỉnh lưu được mắc vào một mạch cuộn thứ cấp máy biến áp. Cấu hình của máy biến áp là Yy0y6. Hai điểm trung tính của các mạch

cuộn thứ cấp sẽ được đấu vào hai đầu dây của máy biến áp trung gian. Một đầu mạch tải được mắc vào điểm giữa của máy biến áp trung gian, đầu còn lại mắc vào



H2.46



H2.47

điểm nút chung của tất cả cathode của thyristor.

Phân tích quá trình điện áp và dòng điện với giả thiết dòng tải được lọc phẳng ($L \rightarrow \infty$):

Giả thiết góc kích bằng không ($\alpha = 0$) và xét mạch điện ở trạng thái đóng V_1 và V_2 . Gọi L_T là cảm kháng máy biến áp trung gian và bỏ qua cảm kháng máy biến áp nguồn, ta có phương trình điện áp đặt trên máy biến áp trung gian:

$$u_{LT} = u_2 - u_1 \quad (2.101)$$

Điện áp chỉnh lưu của tải xác định theo hệ thức:

$$u_d = u_{d1} + \frac{u_{LT}}{2} = u_{d2} - \frac{u_{LT}}{2} = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} \quad (2.102)$$

Trong chế độ dòng điện qua mỗi nhánh chỉnh lưu liên tục, điện áp ra của các mạch chỉnh lưu xác định theo hệ thức, chú ý $V_1 V_2$ đang dẫn:

$$u_{d1} = u_1 \text{ và } u_{d2} = u_2 \quad (2.103)$$

Điện áp chỉnh lưu tức thời trên tải:

$$u_d = u_1 + \frac{u_{LT}}{2} = u_2 - \frac{u_{LT}}{2} = \frac{u_1 + u_2}{2} \quad (2.104a)$$

Dễ dàng nhận xét rằng, biểu thức (2.104) có thể viết dưới dạng tổng quát như sau:

$$u_d = u_{d1} + \frac{u_{LT}}{2} = u_{d2} - \frac{u_{LT}}{2} = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} \quad (2.104b)$$

với u_{d1} và u_{d2} là điện áp chỉnh lưu tức thời của hai mạch chỉnh lưu tại thời điểm đang xét.

Điện áp tải bằng trị trung bình của các điện áp pha nguồn tức thời của các nhánh chứa linh kiện dẫn điện.

Dòng điện tải bằng tổng dòng điện qua các mạch chỉnh lưu:

$$i_d = i_{d1} + i_{d2}$$

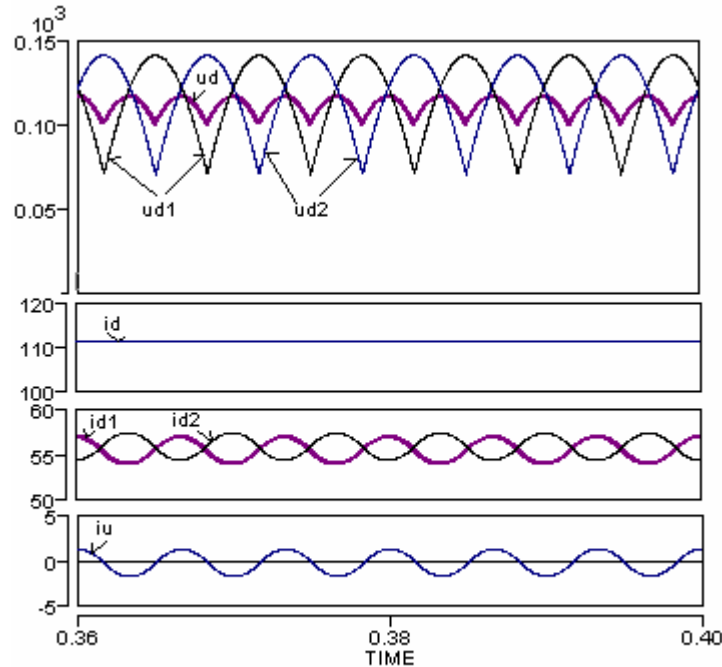
Nếu cấu tạo các mạch thứ cấp máy biến áp nguồn lưới và máy biến áp trung gian đối xứng, giả thiết độ tự cảm L_T vô cùng lớn, quá trình chuyển mạch giữa nhánh mạch của bộ chỉnh lưu 1 với nhánh còn lại trên bộ chỉnh lưu thứ 2 sẽ diễn ra liên tục với dòng điện qua mỗi bộ chỉnh lưu bằng $i_d/2$, ta có:

$$i_{d1} = i_{d2} = \frac{i_d}{2} \quad (2.105)$$

Dòng điện qua máy biến áp trung gian cũng là dòng qua thyristor:

$$i_{v1} = i_{v2} = \frac{i_d}{2} \quad (2.106)$$

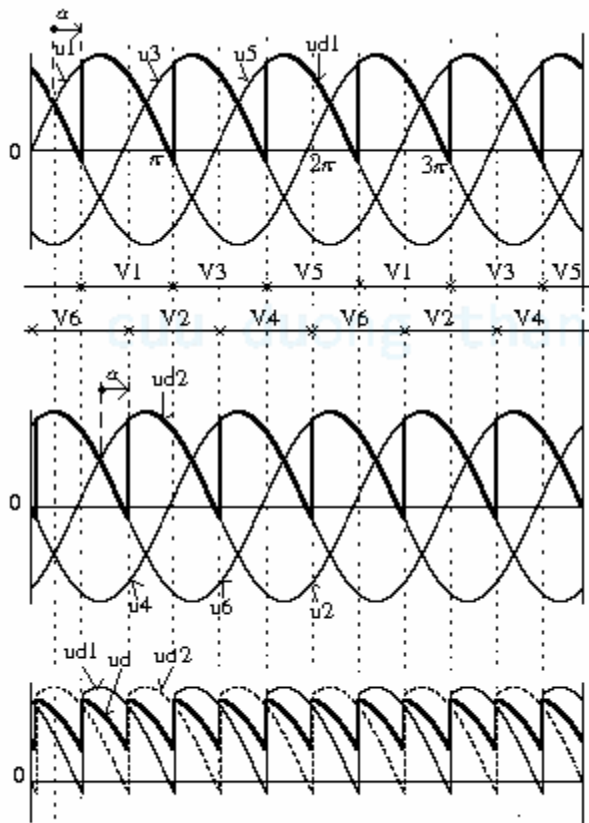
Kết quả phân tích nêu trên cho trường hợp góc điều khiển bằng 0 được minh họa bằng đồ thị các quá trình điện áp chỉnh lưu u_d và dòng điện qua các nhánh chỉnh lưu i_{d1}, i_{d2} , dòng điện từ hóa máy biến áp trung gian i_u và dòng điện tải i_d trên hình vẽ H2.48.



H2.48

Trường hợp góc kích khác 0 ($\alpha \neq 0$): (xem hình H2.49) Kết quả phân tích cho trường hợp góc kích bằng 0 (và trong trường hợp tổng quát) dẫn đến các hệ thức xác định điện áp tải (2.104). So sánh với hệ thức mô tả điện áp trong hiện tượng chuyển mạch, ta thấy có sự tương tự. Chuyển mạch giữa các bộ chỉnh lưu mắc song song dưới tác dụng của máy biến áp trung gian có thể xem là một trường hợp đặc biệt về hiện tượng chuyển mạch xuất hiện trong các cấu trúc bộ chỉnh lưu điều khiển pha. Nguồn chuyển mạch là điện áp chỉnh lưu lý tưởng xuất hiện ở ngõ ra của bộ chỉnh lưu

với độ lớn góc kích α .



H2.49

Mô hình tương đương khảo sát quá trình dòng điện và điện áp của bộ chỉnh lưu ghép song song với máy biến áp trung gian được vẽ trên hình H2.47. Điện áp $u_{d1}(t)$ và $u_{d2}(t)$ là các giá trị áp chỉnh lưu tức thời của các bộ chỉnh lưu 1 và 2 với góc kích α . Trong điều kiện dòng điện đi dần dần giải điện áp tải bằng:

$$u_d = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} \quad (2.107)$$

Do điện áp pha nguồn ac cấp cho hai bộ chỉnh lưu song song (và do đó cả điện áp chỉnh

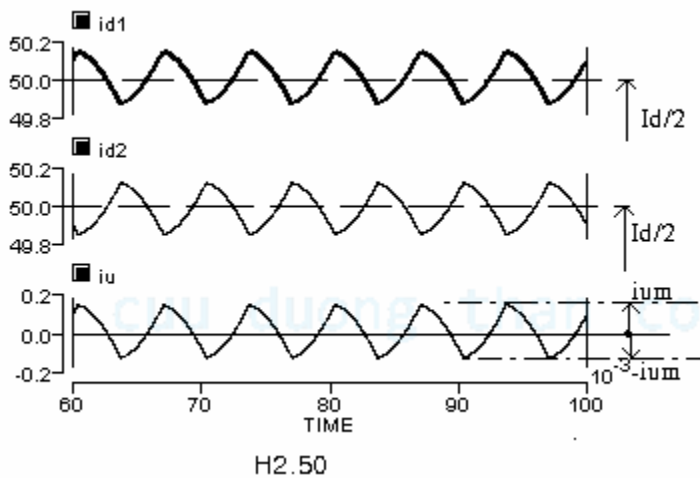
lưu u_{d1}, u_{d2}) lệch pha đều nhau, điện áp chỉnh lưu u_d có dạng 6 xung.

Trường hợp độ tự cảm L_T giới hạn:

Hiện tượng chuyển mạch giữa các linh kiện trong một bộ chỉnh lưu (xem phần 2-8) kết thúc với dòng điện qua một linh kiện triệt tiêu và dòng điện qua linh kiện chuyển mạch còn lại bằng dòng tải. Còn trong hiện tượng chuyển mạch giữa các bộ chỉnh lưu đấu song song, dòng điện qua mỗi bộ chỉnh lưu chuyển mạch không nhất thiết triệt tiêu.

Độ lớn độ tự cảm L_T được chọn sao cho nó duy trì quá trình chuyển mạch liên tục giữa hai bộ chỉnh lưu qua máy biến áp trung gian. Gọi i_μ là dòng điện từ hóa máy biến áp dưới tác dụng của điện áp u_{LT} . Điện áp u_{LT} bằng hiệu các điện áp nguồn của các nhánh chuyển mạch. Dòng điện từ hóa i_μ là một thành phần chứa trong dòng điện của các bộ chỉnh lưu i_{d1}, i_{d2} . Giá trị tức thời của chúng cho bởi hệ thức:

$$\begin{aligned} i_{d1} &= \frac{I_d}{2} - i_\mu \\ i_{d2} &= \frac{I_d}{2} + i_\mu \end{aligned} \quad (2.108)$$



Xác định độ tự cảm L_T :

Để quá trình chuyển mạch giữa các bộ chỉnh lưu diễn ra liên tục, tức không xuất hiện dòng điện gián đoạn của các bộ chỉnh lưu thì điều kiện

cần thiết là (xem hình H2.50):

$$I_{\mu m} \leq \frac{I_d}{2} \quad (2.109)$$

với $I_{\mu m}$ là biên độ dòng từ hóa. Độ lớn của nó có thể xác định theo hệ thức:

$$2I_{\mu m} = \frac{Q_{LT}}{L_T} \quad (2.110)$$

với Q_{LT} là tích phân điện áp u_{LT} theo thời gian, ví dụ xét khoảng V1, V6 dẫn- hình H2.49:

$$\omega Q_{LT} = \int_{X_3}^{X_3 + \frac{\pi}{m}} (u_1 - u_6) dX; \quad X_3 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha \quad (2.111)$$

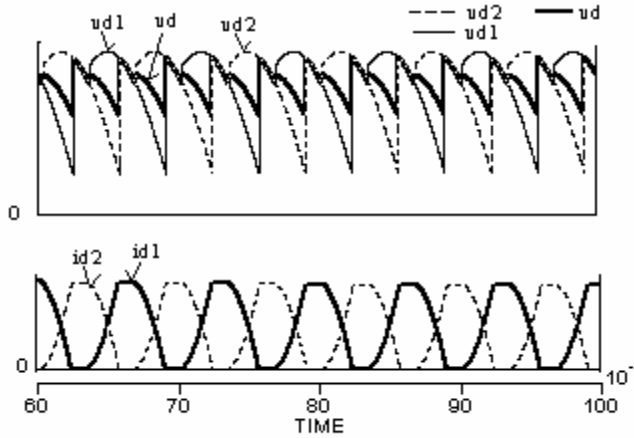
m là số pha của bộ chỉnh lưu mạch tia ($m=3$).

$$u_1 = U_m \cdot \sin x$$

$$u_6 = U_m \cdot \sin\left(x + \frac{\pi}{m}\right) \quad (2.112a)$$

U_m là biên độ điện áp pha, $\omega = 2\pi f$.

$$\omega.Q_{LT} = U_m \cdot [2 \cdot \sin \alpha + \cos(\frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi}{m}) + \cos(\frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi}{m})] \quad (2.112b)$$



H2.51

Biên độ dòng từ hóa lớn nhất xảy ra khi góc điều khiển $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Từ đó, suy ra:

$$Q_{LTM} = \frac{2\sqrt{2}U}{\omega} (1 - \cos \frac{\pi}{m}) \quad (2.113)$$

Độ lớn L_T xác định theo điều kiện:

$$L_T \geq \frac{Q_{LTM}}{I_{d \min}} \quad (2.114)$$

Xác định điện áp tải chỉnh lưu trung bình:

Điện áp tải có dạng 6 xung và có cấu tạo từ các điện

áp mà biên độ U_m' của nó nhỏ hơn biên độ điện áp pha nguồn xoay chiều U_m và có thể xác định theo hệ thức:

$$U_m' = U_m \cdot \cos \frac{\pi}{2m} = U_m \cdot \cos \frac{\pi}{p} \quad (2.115)$$

Trị trung bình điện áp chỉnh lưu trên tải:

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha = \frac{p \cdot U_m'}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha \quad (2.116)$$

Thay $p=2m=6$: $U_m' = U_m \cdot \cos \frac{\pi}{6} = U_m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$ và

$$U_{d0} = \frac{6 \cdot \frac{\sqrt{3}U_m}{2}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \quad (2.117)$$

$$\text{Kết quả là: } U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{3} \cdot U_m'}{2\pi} \cdot \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6} \cdot U}{2\pi} \cdot \cos \alpha \quad (2.118)$$

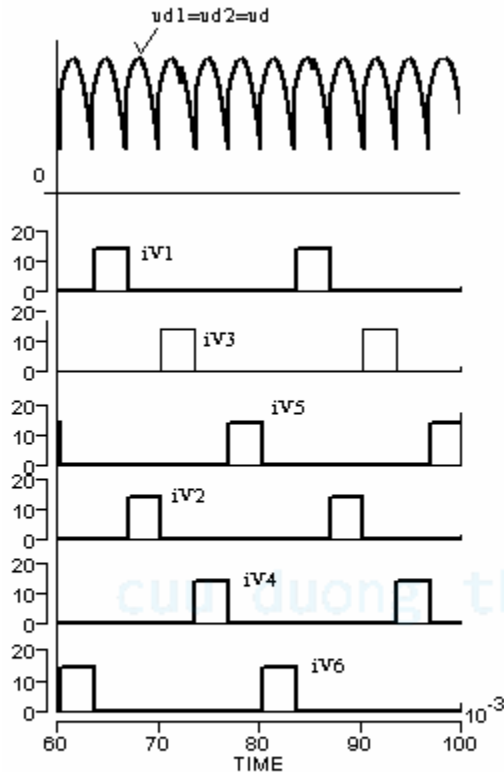
Hệ thức (2.118) cũng có thể đạt được bằng phép tính lấy trung bình hệ thức (2.107):

$$U_d(\alpha) = \frac{U_{d1}(\alpha) + U_{d2}(\alpha)}{2} = \frac{3\sqrt{6} \cdot U}{2\pi} \cdot \cos \alpha$$

Như vậy, trị trung bình điện áp chỉnh lưu trên tải bằng trị trung bình điện áp chỉnh lưu của từng nhóm chỉnh lưu và máy biến áp trung gian tác dụng làm giảm độ nhấp nhô của áp tải, do đó nâng chất lượng dòng tải. Mặt khác, trị hiệu dụng dòng qua nguồn (và linh kiện) bị giảm nên công suất biểu kiến máy biến áp có thể chọn nhỏ hơn.

Phân tích trường hợp quá trình chuyển mạch gián đoạn:

Việc phân tích quá trình chuyển mạch gián đoạn có thể được suy ra từ mô hình chuyển mạch tương đương và qui tắc phân tích mạch tia tổng quát. Trong khoảng thời gian chuyển mạch liên tục (tức đồng thời $i_{d1}>0$ và $i_{d2}>0$), điện áp tải bằng trung bình các giá trị áp chỉnh lưu tức thời của hai bộ chỉnh lưu tương ứng. Trong khoảng chuyển mạch gián đoạn, bộ chỉnh lưu có điện áp chỉnh lưu tức thời lớn nhất sẽ dẫn điện, điện áp chỉnh lưu của cả hai bộ chỉnh lưu và điện áp tải bằng chính điện áp chỉnh lưu tức thời trên (hình H2.51). Khi $L_T=0$, quá trình chuyển mạch giữa hai nhóm bộ chỉnh lưu sẽ trở nên tức thời. Điện áp chỉnh lưu trên tải có dạng 6 xung, mỗi bộ chỉnh lưu lần lượt thay phiên nhau dẫn điện trong thời gian $1/6$ chu kỳ lưới (xem hình H2.52).



Quá trình áp và dòng điện với hiện tượng chuyển mạch tức thời ($L_T=0$)

H2.52

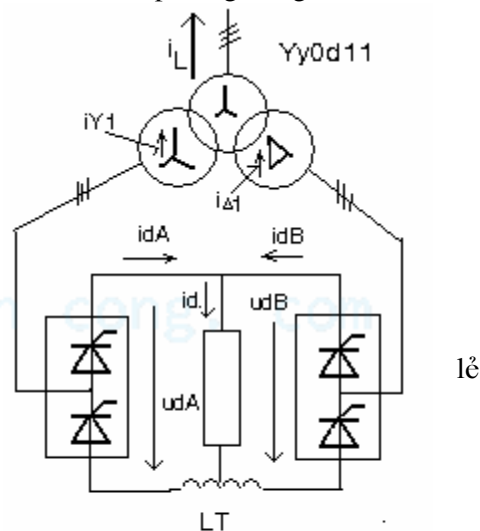
lưu cầu 3 pha thường được sử dụng. Sơ đồ được vẽ minh họa trên hình vẽ H2.53. Bằng cách sử dụng máy biến áp công suất gồm một mạch sơ cấp và hai mạch thứ cấp dạng Y-Y và Y- Δ , các thành phần sóng hài bậc 5 và 7 dòng qua lưới nguồn ac bị triệt tiêu. Do đó, chỉ tồn tại các thành phần sóng hài bậc khác bội ba của dòng điện lưới, bắt đầu từ bậc 11.

Phân tích quá trình điện áp và dòng điện của tải: có thể thực hiện tương tự như trường hợp ghép song song các bộ chỉnh lưu mạch tia. Phân tích dựa vào sơ đồ mạch điện chuyển mạch tương đương. Hai bộ chỉnh lưu

Sử dụng máy biến áp trung gian làm cải tiến chất lượng dòng qua máy biến áp và công suất máy biến áp trường hợp này có hệ số sử dụng lớn hơn trường hợp không sử dụng máy biến áp trung gian.

2.12 GHÉP SONG SONG 2 BỘ CHỈNH LƯU MẠCH CẦU 3 PHA- BỘ CHỈNH LƯU 12 XUNG

Ghép song song hai bộ chỉnh



H2.53

cầu luôn thực hiện chuyển mạch cho nhau. Khi dòng điện qua tải liên tục, điện áp chỉnh lưu trên tải bằng điện áp trung bình tức thời của các thành phần điện áp chỉnh lưu. Tác dụng của máy biến áp trung gian làm hạn chế độ nhấp nhô của điện áp chỉnh lưu (và dòng điện chỉnh lưu). Để ý đến hệ thức xác định điện áp chỉnh lưu (2.102), ta thấy dạng điện áp chỉnh lưu trên tải như nhau cho hai trường hợp- dạng mạch cầu chỉnh lưu nối tiếp và mạch chỉnh lưu cầu ghép song song mắc qua máy biến áp trung gian. Bộ chỉnh lưu cầu ghép song song 12 xung có lợi thế về mặt phân bố dòng điện đồng thời trên các linh kiện của cả hai bộ chỉnh lưu, áp dụng thuận tiện cho nhu cầu dòng tải lớn (mạ, điện phân).

Điện áp chỉnh lưu trung bình đạt được bằng trung bình điện áp chỉnh lưu của một mạch chỉnh lưu cầu 3 pha, tức là:

$$U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cdot \cos \alpha$$

Trên hình vẽ H2.54, H2.55 minh họa quá trình dòng điện i_{dA} , i_{dB} qua từng bộ chỉnh lưu đơn và dòng điện tải i_d . Dòng điện i_u là dòng điện từ hóa máy biến áp trung gian và u_{LT} điện áp trên cuộn dây máy biến áp này. Trên hình H2.55 mô tả quá trình dòng điện i_{d1} , i_{d2} của các cuộn pha thứ cấp máy biến áp và dòng điện i_{L1} đi vào hệ thống lưới. Các điện áp u_{dA} và u_{dB} là điện áp ngõ ra trực tiếp của các bộ chỉnh lưu đơn.

Dòng điện trung bình qua mỗi bộ chỉnh lưu đơn: $I_{d1}=I_{d2}=I_d/2$

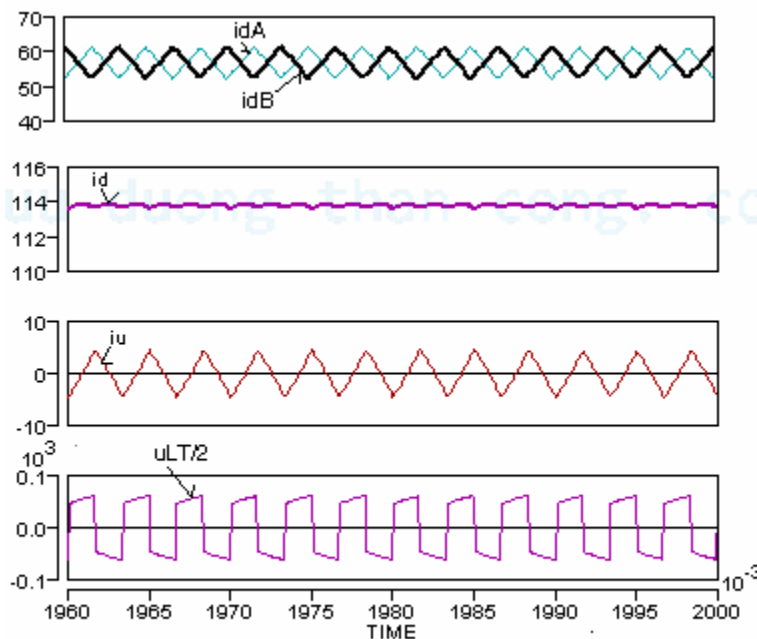
Dòng điện trung bình qua mỗi linh kiện: $I_V=I_d/6$

Để xác định độ tự cảm máy biến áp trung gian, ta có thể dẫn giải hệ thức tính tích phân điện áp trên cuộn dây L_T sau đây:

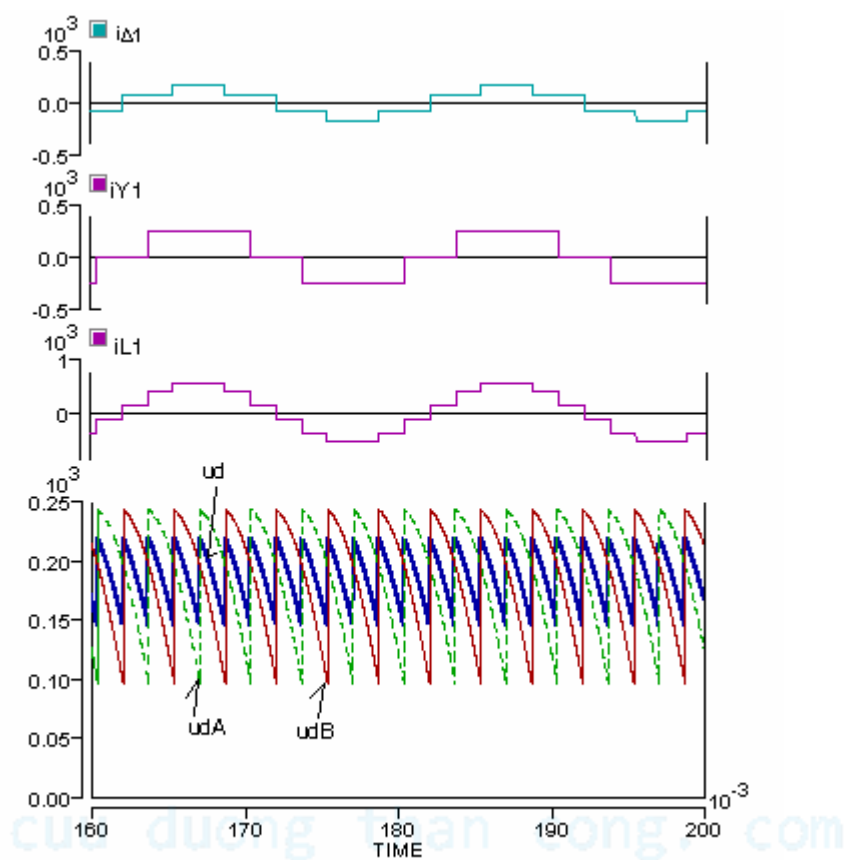
$$\omega \cdot Q_{LT} = \sqrt{6}U \cdot [2 \cdot \sin \alpha + \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha) + \cos(\frac{4\pi}{3} + \alpha)] \quad (2.119)$$

U là trị hiệu dụng áp pha phía thứ cấp. Tích phân áp đạt cực đại với góc kích $\alpha = \pi/2$

$$Q_{LTM} = \frac{2\sqrt{6}U}{\omega} (1 - \cos \frac{\pi}{6}) \quad (2.120)$$



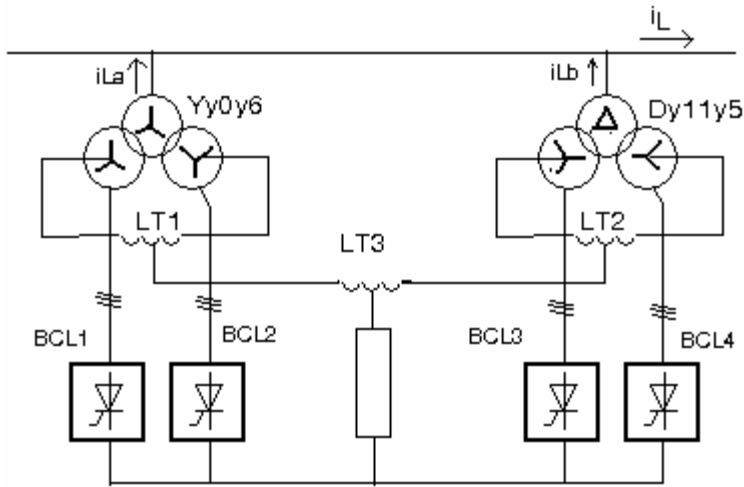
H2.54



H2.55

2.13 GHEP SONG SONG 4 BỘ CHỈNH LƯU MẠCH TIA DÙNG MÁY BIẾN ÁP TRUNG GIAN- BỘ CHỈNH LƯU 12 XUNG

Hệ thống chứa 3 máy biến áp trung gian. Dòng điện lưới nguồn ac có dạng giống như trường hợp sử dụng mạch ghép hai bộ chỉnh lưu cầu ba pha (xem hình H2.56).

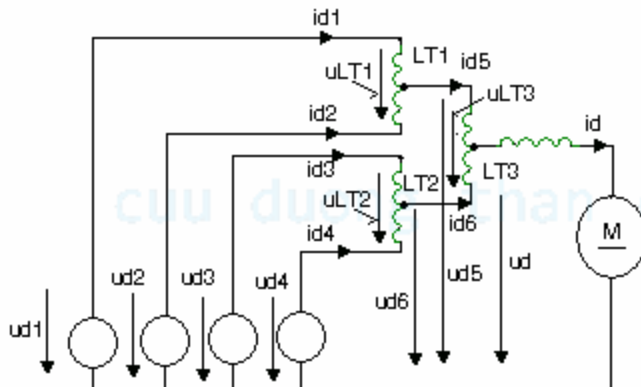


H2.56

Phương trình điện áp:

Gọi u_{d1}, u_{d2}, u_{d3} và u_{d4} là điện áp chỉnh lưu tương ứng với 4 bộ chỉnh lưu mạch tia BCL₁, BCL₂, BCL₃ và BCL₄. Các điện áp trên được thay thế bằng các điện áp nguồn trong sơ đồ thay thế vẽ trên hình H2.57 (giả thiết tải L nối tiếp động cơ DC).

Ta dễ dàng suy ra điện áp chỉnh lưu trên tải và điện áp tại các điểm nút của máy biến áp trung gian như sau:



H2.57

$$u_{d5} = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2}; u_{d6} = \frac{u_{d3} + u_{d4}}{2}; u_d = \frac{u_{d5} + u_{d6}}{2}$$

$$u_d = \frac{u_{d1} + u_{d2} + u_{d3} + u_{d4}}{4}$$

Từ hệ thức trên, ta suy ra điện áp chỉnh lưu trung bình trên tải bằng trung bình của 4 điện áp chỉnh lưu tia 3 pha nhánh, tức bằng:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \cdot \cos \alpha$$

với U là trị hiệu dụng điện áp cuộn thứ cấp máy biến áp kiểu đầu dây Yy_0y_6 , và α là góc điều khiển.

Do sự lệch pha của các điện áp nguồn của mỗi nhánh mạch chỉnh lưu và từ các hệ thức xác định điện áp tại ngõ ra của máy biến áp trung gian, các thành phần áp xoay chiều của các điện áp chỉnh lưu nhánh sẽ bù lẫn nhau để tạo ra điện áp ở ngõ ra của máy biến áp ít nhấp nhô hơn.

Phương trình dòng điện:

Dòng điện qua mỗi nhánh máy biến áp trung gian gồm thành phần dòng dc và thành phần dòng từ hóa. Bằng lý luận tương tự như trường hợp ghép song song hai mạch tia dùng máy biến áp trung gian, ta có thể dẫn giải phương trình dòng điện tại các điểm nút như sau:

$$i_{d1} = i_{d5} / 2 + i_{u1} / 2; \quad i_{d2} = i_{d5} / 2 - i_{u1} / 2; \quad i_{d3} = i_{d6} / 2 + i_{u2} / 2$$

$$i_{d4} = i_{d6} / 2 - i_{u2} / 2; \quad i_{d5} = i_d / 2 + i_{u3} / 2; \quad i_{d6} = i_d / 2 - i_{u3} / 2$$

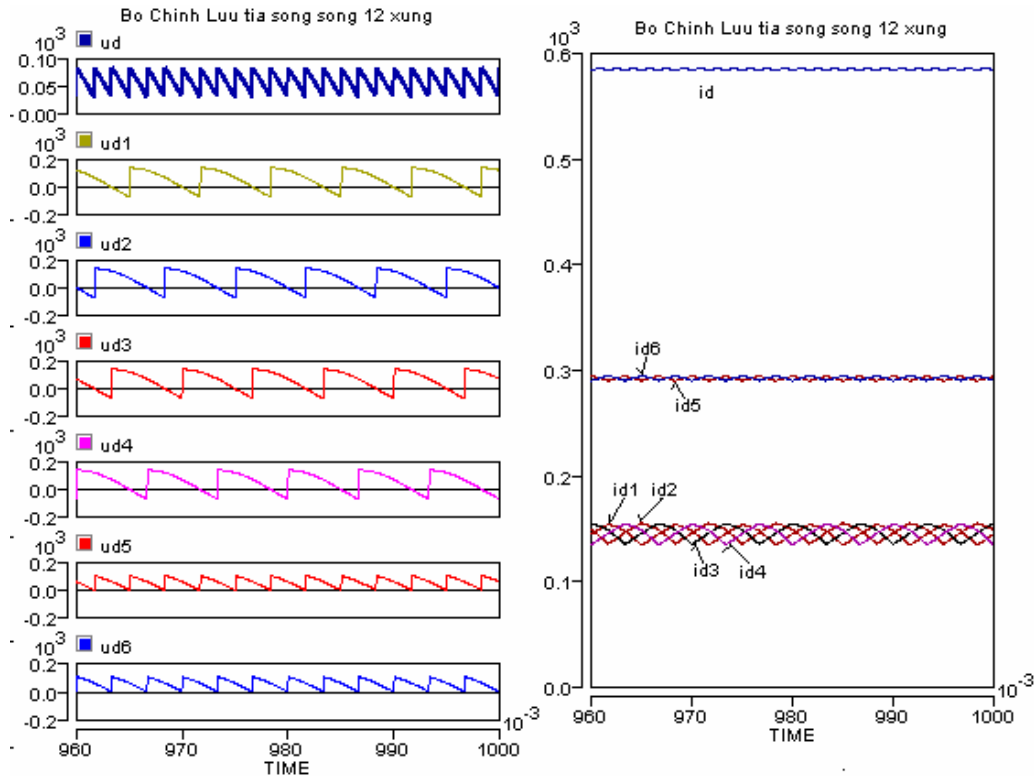
với i_{u1}, i_{u2}, i_{u3} là dòng điện từ hóa các máy biến áp trung gian.

Quá trình các đại lượng:

Các quá trình điện áp và dòng điện trong chế độ dòng qua các nhánh chỉnh lưu liên tục được vẽ minh họa trên hình H2.58, H2.59, H2.60, H2.61, H2.62.

Trên hình H2.58 vẽ các quá trình điện áp đo tại các cổng vào và ra của các máy biến áp trung gian so với điện thế ở một nút tải. Qua đó ta thấy được khả năng làm giảm độ nhấp nhô điện áp tải của máy biến áp trung gian. Trên hình H2.59 vẽ các quá trình dòng điện tương ứng với các điện áp hình H2.60. Độ nhấp nhô dòng điện giảm nhanh theo số lượng máy biến áp trung gian sử dụng.

cuu duong than cong. com



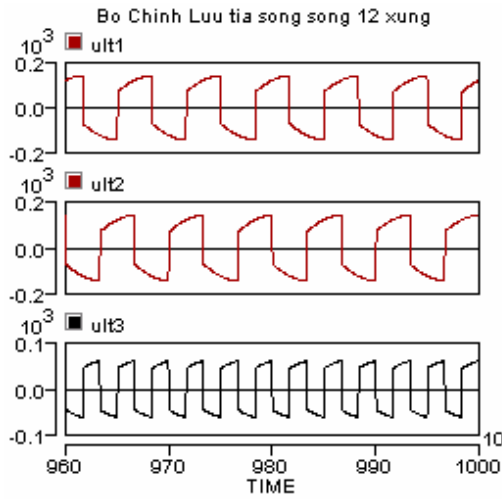
H2.58 H2.59

Trên hình H2.60 và H2.61 vẽ các quá trình điện áp giữa hai đầu ngõ vào của máy biến áp trung gian và dòng điện từ hóa đi qua nó. Ở máy biến áp trung gian gần tải DC, dòng từ hóa nhỏ không đáng kể do thành phần điện áp xoay chiều áp đặt trên nó bị suy giảm bởi tác dụng các máy biến áp trung gian đặt phía trước đó.

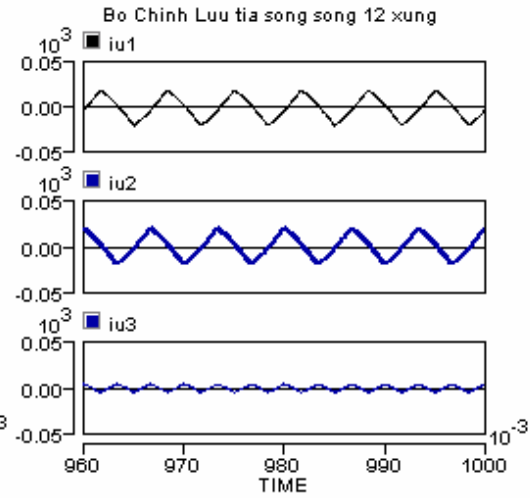
Hình vẽ H2.62 mô tả quá trình dòng điện đi qua các nhánh phía sơ cấp biến thế. Cấu hình đấu dây của sơ đồ H2.56 tạo ra dòng điện đi qua nguồn lưới điện có dạng giống như trường hợp dòng điện lưới của hai mạch chỉnh lưu cầu 3 pha đấu song song. Các thành phần sóng hài bậc 5 và 7 của dòng điện lưới bị khử bỏ. Tồn tại trong lưới điện các thành phần dòng điện bậc lẻ khác bội ba, bắt đầu từ bậc 11.

Bằng cách kết hợp các dạng đấu dây máy biến áp với cấu trúc đấu song song bộ chỉnh lưu qua máy biến áp trung gian, ta có thể phát triển hệ thống chỉnh lưu nhiều xung (24, 48 xung).

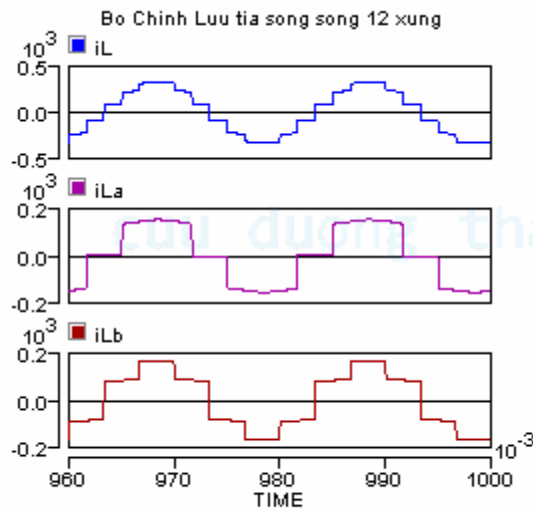
Trên hình H2.63, các đồ thị điện áp và dòng điện tại một vài vị trí được khảo sát cho trường hợp dòng điện qua từng bộ chỉnh lưu đơn bị gián đoạn (BCL1, BCL2). Tuy nhiên, nhờ có máy biến áp trung gian, dòng điện tổng của các bộ chỉnh lưu đi ra máy biến áp trung gian trở nên liên tục (i_{d5}). Tuy nhiên, dạng điện áp thu được trên tải (u_d) và các điện áp chỉnh lưu trung gian (u_{d5}, u_{d6}) bị giảm vì chế độ dòng gián đoạn vừa nêu. Mặc khác, chất lượng dòng điện đi vào lưới nguồn cũng vì vậy bị giảm sút đáng kể.



H2.60

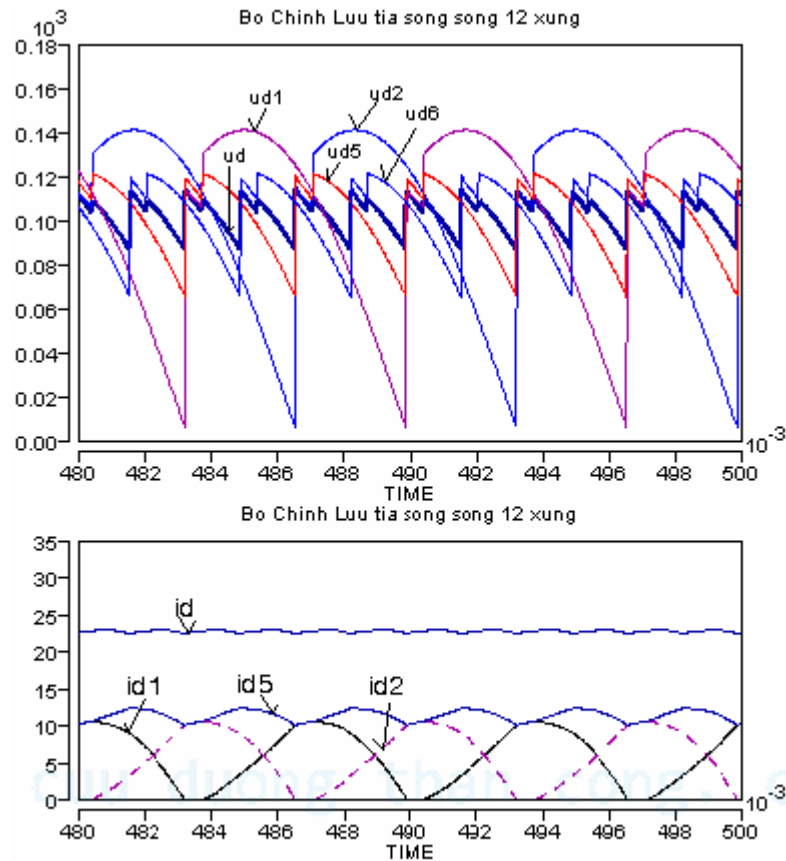


H2.61



H2.62

cuu duong than cong. com



H2.63

2.14 TRUYỀN TẢI ĐIỆN MỘT CHIỀU (HVDC)

Truyền tải điện DC thường được sử dụng để đưa năng lượng điện đến một nơi rất xa. Một số đường truyền tải điện DC được thực hiện như The Pacific Intertie, Square Butte Project ở nước Mỹ, truyền tải điện vượt qua biển giữa Anh và Pháp (Cross Channel Link).

Phần tử cơ bản trong hệ thống truyền tải điện là các bộ chỉnh lưu 12 xung với linh kiện chủ yếu được sử dụng là SCR.

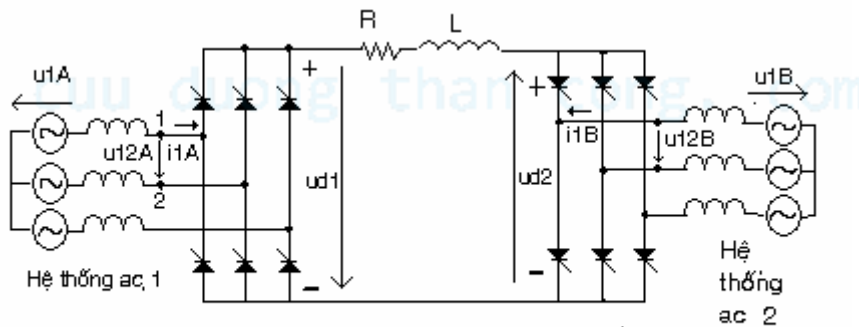
Các ưu điểm của hệ thống truyền tải điện dc bao gồm:

- cảm kháng đường dây bằng zero đối với dòng điện dc. Ngược lại, đối với đường dây ac, cảm kháng có giá trị đáng kể
- điện dung giữa các dây dẫn có trở kháng vô cùng lớn đối với dòng điện dc. Ngược lại, trong hệ thống điện ac, điện dung tạo thành đường dẫn điện gây ra tổn hao điện trong dây dẫn, đồng thời gây ra một số khó khăn trong kỹ thuật truyền tải, điều này không xảy ra đối với truyền tải điện dc.
- Truyền tải điện dc chỉ yêu cầu 2 đường dây dẫn so với 3 trong trường hợp truyền tải điện ac. Hệ quả, cột điện, trụ đỡ của đường dây dc sẽ nhỏ hơn cũng như yêu cầu kỹ thuật đòi hỏi cũng dễ dàng hơn.

- Truyền tải điện dc cho phép điều chỉnh công suất truyền tải thông qua việc điều chỉnh góc kích của các bộ chỉnh lưu ở hai đầu truyền tải. Hệ thống truyền tải điện ac, công suất truyền tải điện không thể điều chỉnh được (ở đây không xét đến việc lắp đặt các thiết bị điều khiển hệ thống truyền tải ac -FACTS controller -Flexible AC Transmission System) và phụ thuộc vào tham số đường dây và của máy phát.
- Do có khả năng điều chỉnh công suất truyền tải nên hệ thống truyền tải điện dc cho phép linh hoạt điều chỉnh khắc phục các sự cố xảy ra trên đường dây, do đó tăng tính ổn định của hệ thống lên.
- Hai hệ thống điện liên kết bởi hệ truyền tải dc không cần thực hiện hòa đồng bộ cũng như chúng có thể có tần số hoạt động khác biệt. Ví dụ, hệ thống lưới điện tần số 50Hz có thể đấu vào hệ thống lưới điện 60Hz bởi đường truyền tải điện dc.

Nhược điểm của hệ thống truyền tải điện dc là đòi hỏi sử dụng các thiết bị đắt tiền như bộ biến đổi ac-dc, mạch lọc, các thiết bị điều khiển lắp đặt tại mỗi đầu của đường truyền tải, nơi mà hệ thống thực hiện liên kết với hệ thống điện ac.

Sơ đồ hệ thống truyền tải điện dc sử dụng các bộ biến đổi chỉnh lưu 6 xung lắp tại hai đầu đường truyền tải được vẽ minh họa trên hình H2.64.



H2.64

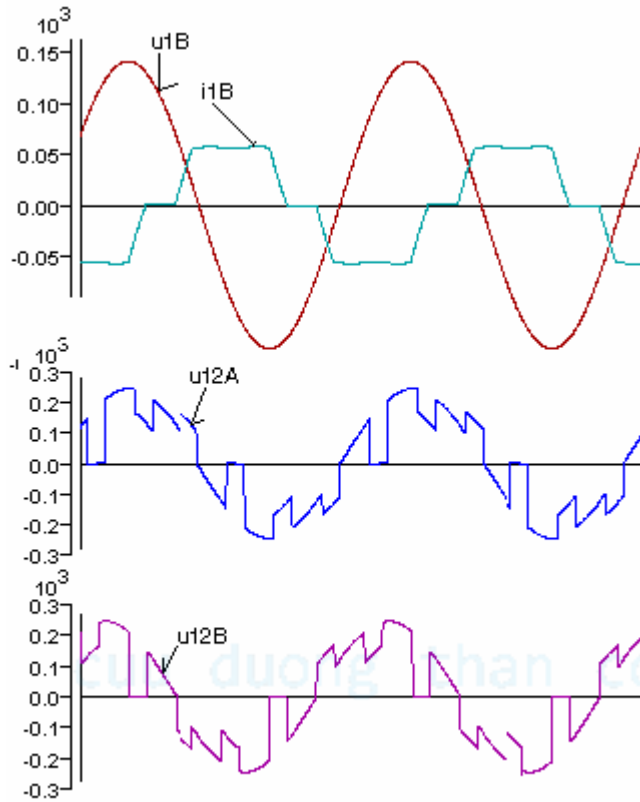
Hai hệ thống điện ac có máy phát điện riêng và mục đích của đường dây truyền tải là tạo điều kiện để các hệ thống điện ở hai đầu thực hiện trao đổi công suất với nhau.

Trong sơ đồ, mỗi bộ chỉnh lưu có thể làm việc ở chế độ chỉnh lưu, thực hiện đưa công suất từ phía xoay chiều sang phía một chiều. Bộ chỉnh lưu thứ hai, ngược lại làm việc ở chế độ nghịch lưu, thực hiện đưa công suất từ mạch một chiều sang phía xoay chiều còn lại. Bằng cách thay đổi giá trị góc kích của các bộ chỉnh lưu, công suất truyền tải trên đường dây có thể được điều chỉnh. Cảm kháng hệ thống đường dây bằng cảm kháng riêng của các dây dẫn cộng với cảm kháng của cuộn dây lọc lắp nối tiếp trên đường truyền. Điện trở đường truyền bằng điện trở của cuộn dây mạch lọc. Khi phân tích, có thể xem dòng điện đi qua dây dẫn không đổi.

Gọi U_{d1} và U_{d2} là điện áp tại phía dc của hai bộ chỉnh lưu 1 và 2. Giả thiết bộ chỉnh lưu 1 làm việc trong chế độ chỉnh lưu và bộ chỉnh lưu 2 trong chế độ nghịch lưu.

Dòng điện của đường dây dc:

$$I_d = \frac{U_{d1} + U_{d2}}{R} \quad (2.121)$$



H2.65

với:

$$U_{d1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_1 \cdot \cos \alpha_1 \text{ và } U_{d2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cdot \cos \alpha_2 \quad (2.122)$$

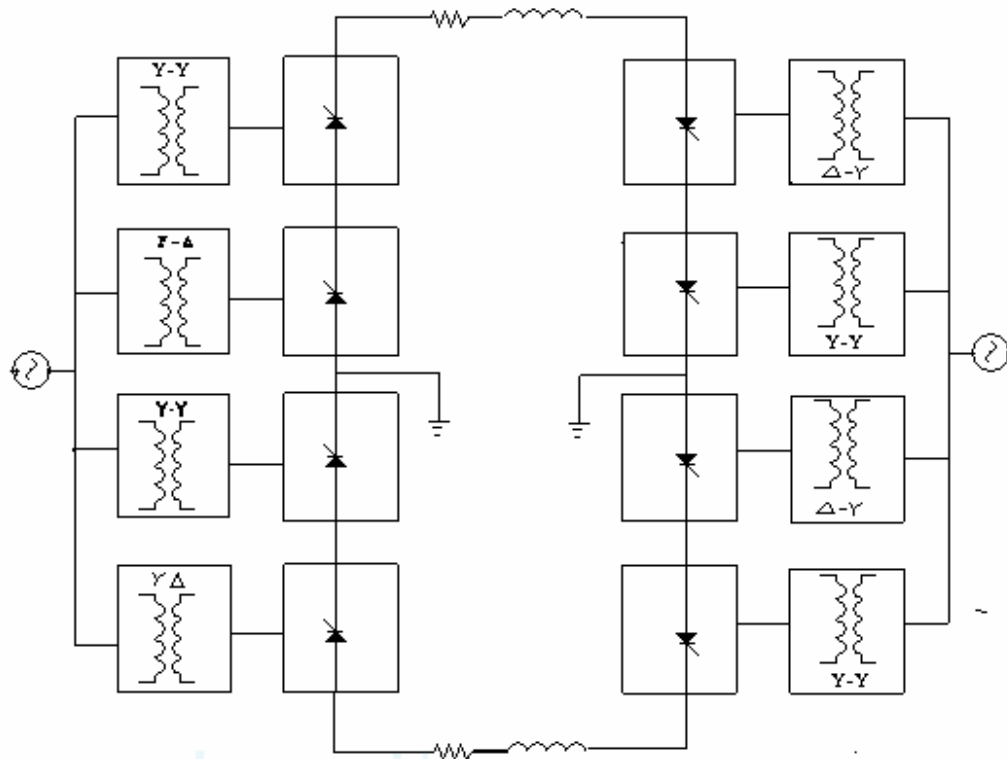
Công suất do bộ chỉnh lưu 1 cấp cho mạch dc:

$$P_1 = U_{d1} \cdot I_d \quad (2.123)$$

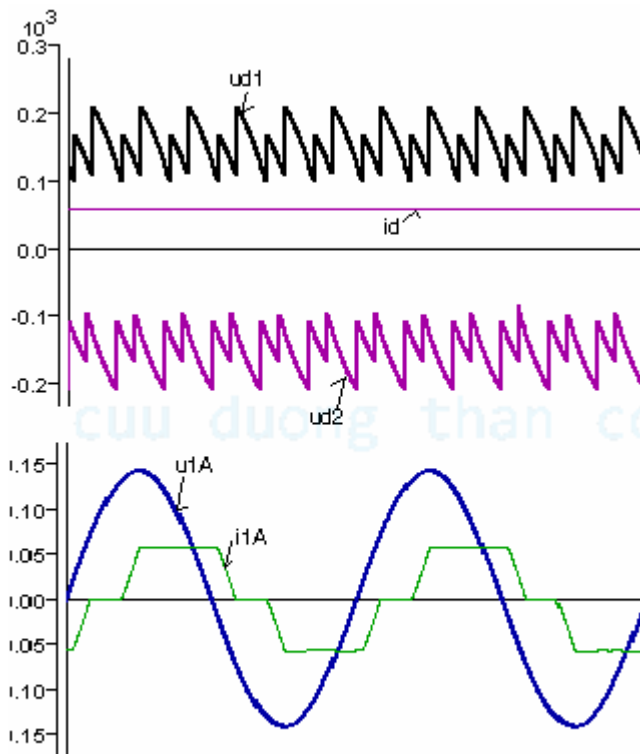
Công suất do bộ chỉnh lưu 2 đưa sang hệ thống ac:

$$P_2 = U_{d2} \cdot I_d \quad (2.124)$$

Hệ thống truyền tải điện dc thực tế thường sử dụng các bộ chỉnh lưu 12 xung lắp đặt tại hai đầu truyền tải (hình H2.66). Cấu hình này cho phép loại bỏ một số thành phần sóng hài dòng điện và do đó, giảm nhẹ phí tổn chế tạo mạch lọc. Ngoài ra, với việc lắp đặt 2 bộ chỉnh lưu 12 xung tại mỗi đầu, hệ thống cho phép vận hành ở điều kiện điện áp mang hai cực tính. Một đường dây mang điện thế $+U_d$ và đường dây còn lại mang điện thế $-U_d$. Trong trường hợp sự cố, một cực của hệ thống đường truyền có thể vận hành độc lập với đường dây còn lại, lúc đó, dòng điện khép kín qua đường dây kể trên với đường dẫn trở về qua điện trở đất.



H2.66



H2.67

Ví dụ 2.25

Cho đường dây truyền tải điện dc, xem hình vẽ H2.64. Điện áp hệ thống điện 3 pha tại mỗi đầu truyền tải có trị hiệu dụng áp dây 230kV. Điện trở đường dây bằng 10Ω , cảm kháng đường dây khá lớn làm dòng điện dc trở nên phẳng. Hệ thống thực hiện tải điện 100MW từ hệ thống nguồn phát đến hệ thống ac nhận điện. Tính toán thiết kế hệ truyền tải để thực hiện yêu cầu trên, xác định khả năng chịu

dòng trên của đường dây dc và xác định tổn hao trên đường dây.

Giải:

Theo đề bài, để ý rằng bộ chỉnh lưu 2 nhận công suất từ mạch dc để đưa sang phía ac (chế độ nghịch lưu):

$$P_2 = U_{d2} \cdot I_d = -100 \text{ MW}$$

Điện áp dc cực đại có thể đạt được:

$$U_{d \max} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cdot \cos 0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{230 \text{ kV}}{\sqrt{3}} \cdot \cos 0 = 310,6 \text{ kV}$$

Điện áp dc cần chọn phải có độ lớn nhỏ hơn 310,6kV. Giả thiết, ta chọn mức áp dc của bộ chỉnh lưu 2 bằng 200kV, việc xác định góc kích cho bộ chỉnh lưu 2 có thể xác định theo hệ thức:

$$U_{d2} = 310,6 \cdot \cos \alpha_2 = -200 \text{ kV}$$

$$\text{Từ đó: } \alpha_2 = \arccos\left(\frac{-200}{310,6}\right) = 130^\circ$$

Dòng điện qua mạch dc – khả năng mang dòng của đường dây dc bằng:

$$I_{d2} = 100 \text{ MW} / 200 \text{ kV} = 500 \text{ A}$$

Điện áp ngỏ ra của bộ chỉnh lưu 1:

$$U_{d1} = R \cdot I_d + U_{d2} = (500) \cdot (10) + 200 \text{ kV} = 205 \text{ kV}$$

Góc kích thiết lập trên bộ chỉnh lưu 1 bằng:

$$\alpha_1 = \arccos\left(\frac{205}{310,6}\right) = 48,7^\circ$$

Công suất tổn hao trên đường dây với giả thiết dòng dc được lọc phẳng:

$$P_{\text{Loss}} = R \cdot I^2 \approx R \cdot I_d^2 = 10 \cdot (500)^2 = 2,5 \cdot 10^6 \text{ W} = 2,5 \text{ MW}$$

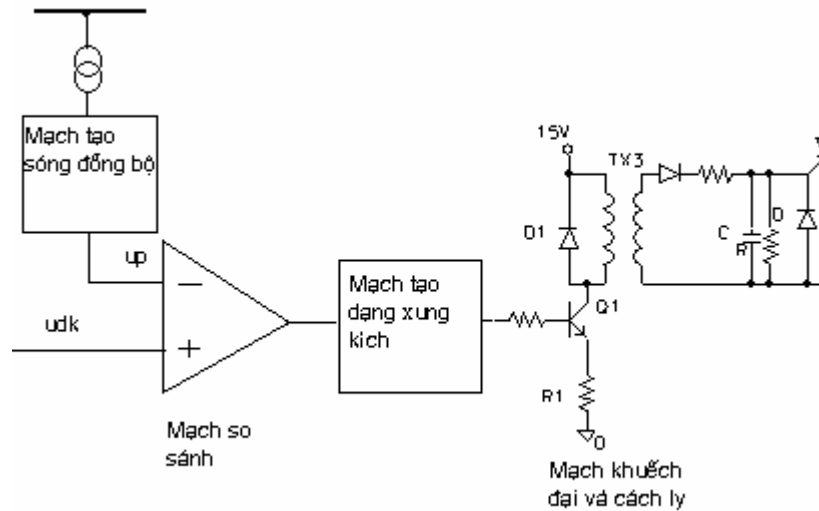
Công suất do bộ chỉnh lưu 1 cung cấp

$$P_1 = U_{d1} \cdot I_d = (205 \text{ kV}) \cdot (500 \text{ A}) = 102,5 \text{ MW}$$

Việc thiết lập các giá trị điện áp và dòng điện cho hệ truyền tải dc có thể thực hiện theo các giá trị khác nhau của điện áp và dòng điện dc, sao cho thỏa mãn điều kiện áp dc nhỏ hơn giá trị cực đại và dòng điện qua đường dây dc nằm trong phạm vi cho phép của các thiết bị truyền tải. Phương án thiết lập tối ưu có thể thực hiện bằng cách đưa điện áp truyền tải lên cao hơn để giảm thấp dòng điện dc, qua đó giảm tổn hao trên đường dây. Đây là một trong các lý do phải sử dụng hệ thống bộ chỉnh lưu 12 xung.

2.15 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ CHỈNH LƯU

Thời điểm đưa xung kích đóng các thyristor trong các bộ chỉnh lưu tương ứng với góc điều khiển α dựa vào kết quả so sánh hai tín hiệu cơ bản: tín hiệu điều khiển u_{dk} và tín hiệu đồng bộ u_p (hình H2.68).



H2.68

Tín hiệu đồng bộ tạo mốc chuẩn về thời gian cần cho việc xác định góc điều khiển, đồng thời xác lập đặc tính giữa áp chỉnh lưu trung bình U_d và áp điều khiển u_{dk} . Do đó, tín hiệu đồng bộ được chọn thay đổi trong khoảng thời gian xuất hiện điện áp khoá trên linh kiện và nó dựa vào dạng điện áp nguồn xoay chiều. Tín hiệu điều khiển xác định điểm làm việc trên đặc tính điều khiển và cho biết độ lớn góc điều khiển. Cả hai tín hiệu điều khiển và tín hiệu đồng bộ trên có thể xử lý dựa trên kỹ thuật số hoặc analog.

Để đơn giản, ta nêu ví dụ điều khiển bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha dùng kỹ thuật analog với tín hiệu đồng bộ dạng răng cưa.

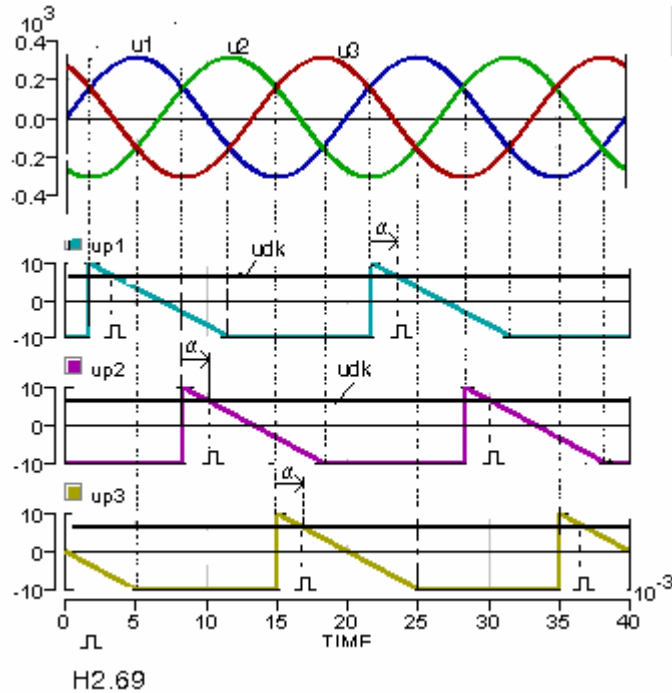
Quan hệ giữa tín hiệu đồng bộ răng cưa, điện áp điều khiển và vị trí kích đóng các linh kiện có thể theo dõi trên các hình H2.69.

Giả sử sóng điều khiển biến thiên trong giới hạn hai cực trị của sóng đồng bộ răng cưa $(-U_{pm}, +U_{pm})$. Giá trị góc kích α với đại lượng áp điều khiển dễ dàng xác định theo hệ thức sau đây:

$$\alpha = \pi \left(\frac{U_{pm} - u_{dk}}{2U_{pm}} \right) \quad (2.125)$$

Quan hệ giữa điện áp chỉnh lưu trung bình mạch tia 3 pha điều khiển hoàn toàn với góc điều khiển cho bởi hệ thức:

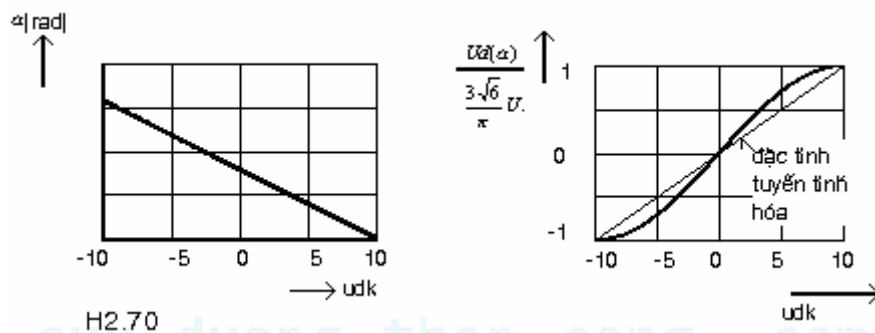
$$U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \cos \alpha \quad (2.126)$$



Từ đó,

$$U_d(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U \cos\left(\pi \cdot \frac{U_{pm} - u_{dk}}{2U_{pm}}\right) \quad (2.127)$$

Hàm quan hệ giữa áp chỉnh lưu trung bình, điện áp điều khiển và góc điều khiển có thể biểu diễn lại dưới dạng đồ thị trên hình H2.70



Đặc tính điều khiển $U_d(u_{dk})$ có dạng phi tuyến, tuy nhiên dạng mạch dễ thực hiện. Trong việc khảo sát các hệ thống điều khiển có hiệu chỉnh, đặc tính phi tuyến được tuyến tính hoá (hình H2.70b). Khi đó, bộ chỉnh lưu được xem như mạch khuếch đại công suất với độ khuếch đại cho bởi tỉ số giữa độ biến thiên điện áp chỉnh lưu trung bình và độ biến thiên điện áp điều khiển và được xem như bằng hằng số ở chế độ dòng liên tục.

Ví dụ 2.26

Bộ chỉnh lưu mạch tia ba pha mắc vào nguồn xoay chiều ba pha với trị hiệu dụng áp pha $U = 220 \text{ V}$, $\omega = 314 \text{ rad/s}$. Góc điều khiển α xác định trên cơ sở áp răng cửa và áp điều khiển. Cho biết áp răng cửa thay đổi trong phạm vi $-12\text{V} \text{ } +12\text{V}$. Giả thiết dòng điện qua tải liên tục.

a/- Tính độ lớn áp chỉnh lưu trên tải khi áp điều khiển $u_{dk} = 8 \text{ V}$.

b/- Tính độ lớn áp điều khiển khi điện áp chỉnh lưu bằng 200 V .

Giải:

Ta có:

$$\frac{12 - u_{dk}}{12} = \frac{\alpha}{\frac{\pi}{2}}$$

Từ đó:

$$\alpha = \frac{12 - u_{dk}}{12} \cdot \frac{\pi}{2}$$

và

$$u_{dk} = 12 - \frac{24\alpha}{\pi}$$

a/-

$$u_{dk} = 8\text{V} \Rightarrow \alpha = \frac{12 - 8}{12} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{6}$$

$$\Rightarrow U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot 220 \cdot \cos \frac{\pi}{6} = 222,8 \text{ [V]}$$

$$\text{b/-} \quad \cos \alpha = \frac{2\pi U_d}{3\sqrt{6} \cdot U} = \frac{2\pi \cdot 220}{3\sqrt{6} \cdot 220} = 0,766$$

$$\Rightarrow \alpha = 0,682 \text{ rad}$$

$$\text{Từ đó:} \quad u_{dk} = 12 - \frac{24 \cdot 0,682}{\pi} = 6,789\text{V}$$

Ví dụ 2.27

Bộ chỉnh lưu mạch tia có thể xem như bộ khuếch đại với tín hiệu đầu vào là điện áp điều khiển u_{dk} và đầu ra là điện áp chỉnh lưu trung bình. Cho điện áp xoay chiều $U = 220\text{V}$; điện áp xung răng cửa thay đổi từ -12V đến $+12\text{V}$.

a/- Tính hệ số khuếch đại của bộ chỉnh lưu ở chế độ dòng tải liên tục phụ thuộc vào u_{dk} .

b/- Tuyến tính hóa đặc tính điều khiển $U_d(u_{dk})$, xác định hệ số khuếch đại gần đúng

c/- Thiết lập hàm truyền của bộ chỉnh lưu, giả thiết thời gian trễ của đáp ứng được chọn bằng $1/2$ chu kỳ xung áp chỉnh lưu.

Giải:

a/- Hệ số khuếch đại

$$k = \frac{\partial U_d}{\partial \alpha} \cdot \frac{d\alpha}{du_{dk}}$$

$$\frac{\partial U_d}{\partial \alpha} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U \cdot (-\sin \alpha)$$

$$\frac{d\alpha}{du_{dk}} = -\frac{\pi}{24}$$

$$\Rightarrow k = \frac{\sqrt{2}}{12} \cdot U \cdot \sin \alpha = \frac{\sqrt{2}}{12} \cdot U \cdot \sin \left(\frac{12 - u_{dk}}{12} \cdot \frac{\pi}{2} \right)$$

Hệ số khuếch đại lớn nhất khi $\alpha = \frac{\pi}{2}$ [rad] tương ứng với $u_{dk} = 0$ [V]

b/- Hệ số khuếch đại của đặc tính được tuyến tính hóa:

$$k' = \frac{\Delta U_d}{\Delta u_{dk}} = \frac{U_{dmax} - U_{dmin}}{u_{dkm} - (-u_{dkm})} = \frac{U_{d0}}{U_{dkm}} = \frac{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U}{12} = 21,44$$

$$c/- \text{ Thời gian trễ } \tau_p = \frac{1}{2} T_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,02}{3} = 0,0033[s]$$

$$\text{Hàm truyền của bộ chỉnh lưu } F(s) = k \cdot e^{-s\tau_p} = 21,44 \cdot e^{-0,0033s}$$

Ở tần số thấp $s \cdot \tau_p \approx 0$ nên áp dụng phân tích chuỗi Mac Laurin tại điểm 0, ta có:

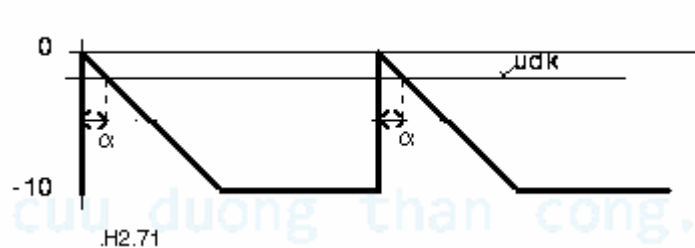
$$e^{-s\tau_p} \approx \frac{1}{1 + s\tau_p}$$

$$\text{Từ đó } F(s) = \frac{k}{1 + s\tau_p} = \frac{21,44}{1 + s \cdot 0,0033}$$

Ví dụ 2.28

Cho động cơ một chiều kích từ độc lập với các tham số như sau : α

$$U_{udm} = 220V; \quad I_{udm} = 37A; \quad n_{dm} = 1000v / ph; \quad R_u = 0,54\Omega; \quad I_{u \max} = 74A$$



Vận tốc động cơ được điều khiển theo phương pháp điều khiển điện áp phần ứng thông qua bộ chỉnh lưu cầu 1 pha điều khiển hoàn toàn. Nguồn kích từ không đổi bằng định mức. Bộ chỉnh lưu được mắc trực tiếp vào nguồn điện xoay chiều 1 pha với trị hiệu dụng áp pha bằng 300V, tần số lưới bằng 50Hz.

Tính góc kích α của bộ chỉnh lưu để động cơ có thể làm việc ở chế độ định mức

- Tìm hàm truyền của bộ chỉnh lưu trên cho biết các tín hiệu sóng đồng bộ thay đổi giữa -10 và 0 V có dạng như hình vẽ H2.71

- b. Tìm độ lớn điện áp điều khiển để động cơ có thể chạy ở vận tốc định mức khi moment động cơ bằng cực đại.

GIẢI:

- a. Ta có áp chỉnh lưu cấp cho phần ứng ở chế độ định mức:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha = U_{udm}$$

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 300 \cdot \cos \alpha = 220$$

$$\text{Từ đó: } \alpha = 0,618[\text{rad}] \Rightarrow \alpha = 35,4^\circ$$

- b. Hàm truyền của bộ chỉnh lưu

$$K_{BCL} = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{U_{dk \max} - U_{dk \min}} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} 300 - (-\frac{2\sqrt{2}}{\pi} 300)}{0 - (-10)} = 54$$

$$\tau_{BCL} = \frac{0,02}{4} = 0,005[\text{s}]$$

$$F_{BCL}(s) = \frac{54}{1 + 0,005 \cdot s}$$

- c. Khi moment động cơ cực đại, do kích từ không đổi bằng định mức nên

$$I_u = I_{u \max} = 74 \text{ A.}$$

$$U_{u \max} = R_u \cdot I_{u \max} + k\phi_{dm} \cdot \omega_{dm}$$

$$\text{với } R_u = 0,54 \Omega; I_{u \max} = 74 \text{ A; } k\phi_{dm} \cdot \omega_{dm} = U_{udm} - R_u \cdot I_{udm} = 220 - 0,54 \cdot 37 = 200[\text{V}]$$

$$U_{u \max} = 0,54 \cdot 74 + 200 = 240[\text{V}]$$

$$\text{Từ đó: } \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 300 \cdot \cos \alpha = 240 \Rightarrow \alpha = 0,4765[\text{rad}] = 27,3^\circ$$

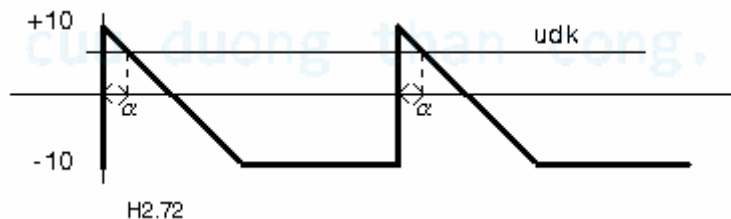
Từ đồ thị:

$$\frac{|u_{dk}|}{10} = \frac{\alpha}{\pi} \Rightarrow |u_{dk}| = \frac{0,4765}{\pi} \cdot 10 = 1,517[\text{V}] \Rightarrow u_{dk} = -1,517[\text{V}]$$

Ví dụ 2.29

Cho động cơ một chiều kích từ độc lập với các tham số như sau :

$$U_{udm} = 440\text{V}; I_{udm} = 18,5\text{A} \quad n_{dm} = 900\text{v / ph} \quad R_u = 2,32\Omega; I_{u \max} = 37\text{A}$$



Vận tốc động cơ được điều khiển theo phương pháp điều khiển điện áp phần ứng thông qua bộ chỉnh lưu cầu 3 pha điều khiển hoàn toàn. Nguồn kích từ không đổi bằng định mức. Bộ chỉnh lưu được mắc trực tiếp vào nguồn điện xoay chiều 3 pha với trị hiệu dụng áp pha bằng 220V, tần số lưới bằng 50Hz.

- Tính góc kích α của bộ chỉnh lưu để động cơ có thể làm việc ở chế độ định mức
- Tìm hàm truyền của bộ chỉnh lưu trên cho biết các tín hiệu sóng đồng bộ có dạng như hình vẽ H2.72
- Tìm độ lớn điện áp điều khiển để động cơ có thể chạy ở vận tốc định mức khi moment động cơ bằng cực đại.

GIẢI:

- Ta có áp chỉnh lưu cấp cho phần ứng ở chế độ định mức:

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha = U_{udm} \Rightarrow \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot 220 \cdot \cos \alpha = 440$$

$$\text{Từ đó: } \cos \alpha = 0,855 \Rightarrow \alpha = 0,54518[\text{rad}] \Rightarrow \alpha = 31,236^\circ$$

- Hàm truyền của bộ chỉnh lưu

$$K_{BCL} = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{u_{dk \max} - u_{dk \min}} = \frac{\frac{3\sqrt{6}}{\pi} 220 - (-\frac{3\sqrt{6}}{\pi} 220)}{10 - (-10)} = 51,459$$

$$\tau_{BCL} = \frac{0,02}{12} = 0,00166[\text{s}]$$

$$F_{BCL}(s) = \frac{51,4}{1 + 0,00166 \cdot s}$$

- Khi moment động cơ cực đại, do kích từ không đổi bằng định mức nên

$$I_u = I_{u \max} = 37 \text{ A.}$$

$$U_{u \max} = R_u \cdot I_{u \max} + k\phi_{dm} \cdot \omega_{dm}$$

$$\text{với } R_u = 2,32 \Omega; I_{u \max} = 37 \text{ A; } k\phi_{dm} \cdot \omega_{dm} = U_{udm} - R_u \cdot I_{udm} = 440 - 2,32 \cdot 18,5 = 397,08[\text{V}]$$

$$U_{u \max} = 2,32 \cdot 37 + 397,08 = 482,92[\text{V}]$$

$$\text{Từ đó: } \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot 220 \cdot \cos \alpha = 482,92 \Rightarrow \alpha = 0,3527[\text{rad}] = 20,209^\circ$$

Từ đồ thị hình H2.72, ta xác định:

$$\frac{10 - u_{dk}}{10} = \frac{\alpha}{\pi} = (1 - \frac{u_{dk}}{10}) \Rightarrow u_{dk} = 10 \cdot (1 - \frac{\alpha}{\pi}) = 10 \cdot (1 - \frac{0,3527}{\pi}) = 8,877[\text{V}]$$

2.16 BỘ CHỈNH LƯU KÉP

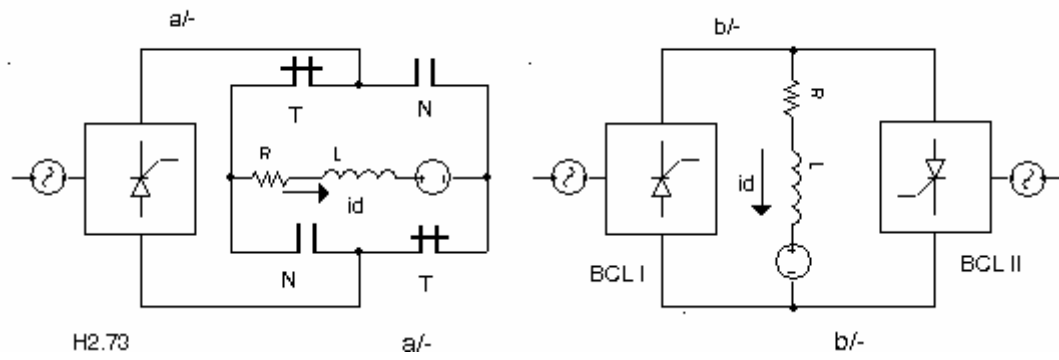
Các dạng bộ chỉnh lưu đã khảo sát chỉ cho phép dòng điện đi qua tải theo một chiều, còn điện áp có chiều thay đổi.

Một số tải đòi hỏi đảo chiều dòng điện trong quá trình hoạt động, chẳng hạn quá trình hãm động cơ một chiều hoặc quá trình mạ điện.

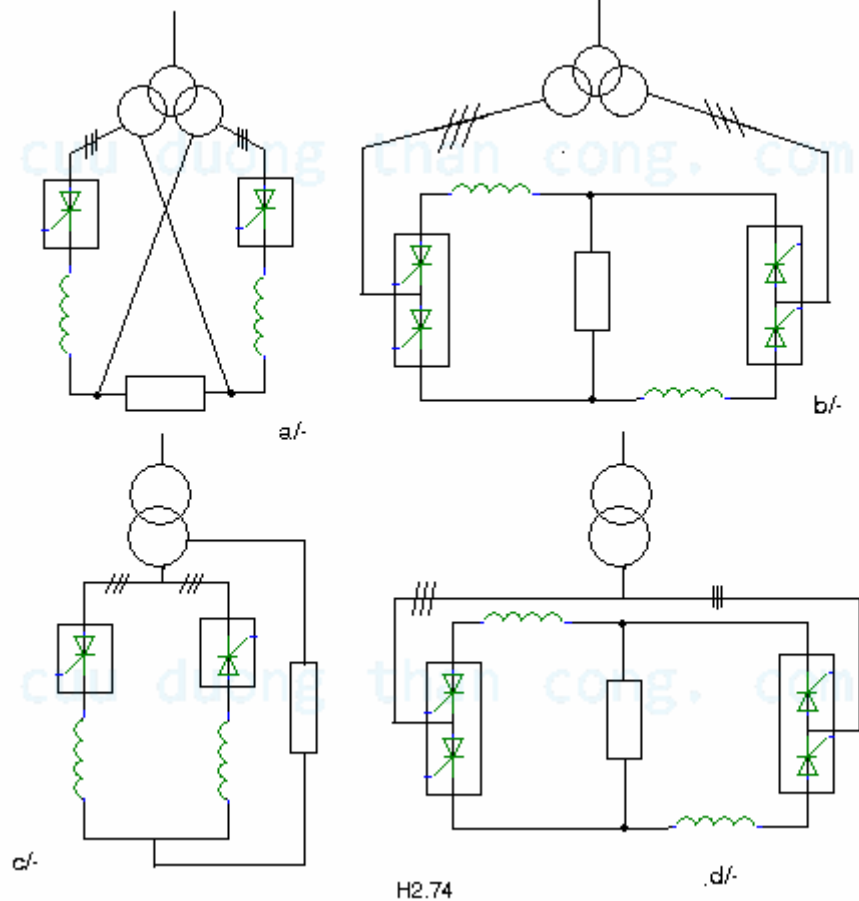
2.16.1 CÁC CẤU HÌNH MẠCH CHỈNH LƯU ĐẢO CHIỀU DÒNG ĐIỆN

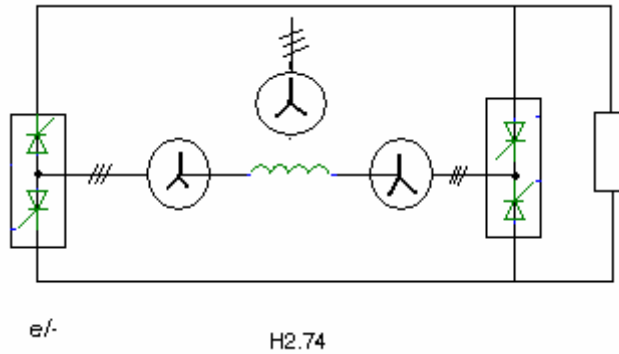
a. Dùng công tắc đảo

Để đảo chiều dòng qua tải, với bộ chỉnh lưu đơn, mạch cần trang bị thêm công tắc đảo (hình H2.73)



Khi cần cho dòng điện tải dương $i_d > 0$, công tắc thuận T được đóng. Ngược lại, khi ta cho ngắt hai công tắc T và đóng công tắc đảo N, dòng điện khép kín qua bộ chỉnh lưu, công tắc N và qua tải theo chiều âm $i_d < 0$.





Quá trình đảo chiều dòng điện tải- ví dụ từ dương sang âm: trước hết dòng điện được điều khiển từ giá trị dương về dòng bằng không bằng cách điều chỉnh góc kích bộ chỉnh lưu ở giá trị α_{max} . Khi dòng đạt giá trị bằng không, mạch điều khiển thực hiện mở công tắc thuận T và sau đó đóng công tắc ngược N. Bằng quá trình điều khiển góc kích của bộ chỉnh lưu, dòng điện qua tải sẽ đổi dấu và đạt giá trị dòng yêu cầu.

Tương tự cho quá trình đảo chiều dòng điện tải từ âm sang dương.

b. Dùng bộ chỉnh lưu kép

Bộ chỉnh lưu kép có khả năng điều khiển dòng điện đi qua tải theo cả hai chiều, bao gồm hai bộ chỉnh lưu đơn ghép lại. Bộ chỉnh lưu I điều khiển dòng điện qua tải theo chiều dương và bộ chỉnh lưu II điều khiển dòng qua tải theo chiều âm (hình 2.73b).

Các dạng mạch chỉnh lưu kép

Tuỳ theo dạng cấu tạo của các mạch chỉnh lưu, ta phân biệt bộ chỉnh lưu kép dạng đối song (hình H2.74c,d), bộ chỉnh lưu kép dạng chữ thập (hình H2.74a,b) và bộ chỉnh lưu kép dạng chữ H (hình H2.74e).

* *Dạng mạch chữ thập*: cần hai nguồn điện áp xoay chiều riêng. Điểm thuận lợi của dạng mạch này ở khả năng giới hạn dòng cân bằng cực đại tốt hơn so với dạng mạch đối song.

* *Dạng mạch đối song*: chỉ cần một nguồn điện áp xoay chiều và thích hợp cho trường hợp điều khiển riêng biệt.

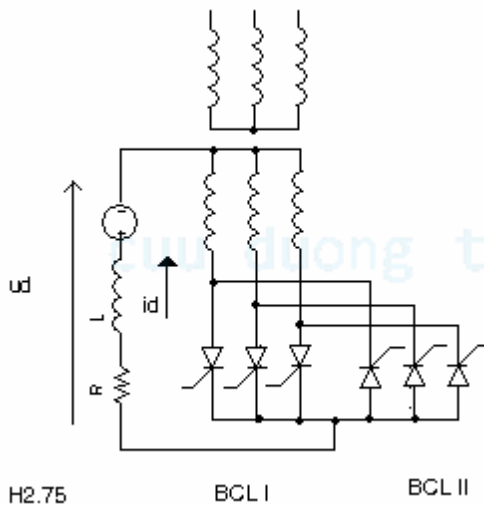
* *Dạng mạch chữ H*: thích hợp cho phương pháp điều khiển riêng biệt và cả điều khiển đồng thời. Cuộn kháng dùng để giới hạn dòng cân bằng mắc giữa các điểm trung tính của hai mạch nguồn 3 pha; đồng thời cuộn kháng này còn tác dụng nắn dòng điện tải. So với dạng mạch chữ thập, dòng điện luôn đi qua các cuộn thứ cấp, do đó làm công suất định mức cho máy biến áp có thể chọn nhỏ hơn.

2.16.2 CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ CHỈNH LƯU KÉP

a. Phương pháp điều khiển riêng: bộ chỉnh lưu kép có cấu trúc đơn giản gồm hai bộ chỉnh lưu đơn ghép lại (xem hình H2.75). Tại mỗi thời điểm, chỉ có một bộ chỉnh lưu được điều khiển hoạt động, bộ chỉnh lưu thứ hai bị khóa kích.

Chẳng hạn, để cho dòng điện i_d qua tải dương, ta kích BCL I và khóa kích BCL II. Ngược lại, để dòng qua tải âm, bộ chỉnh lưu 2 được điều khiển hoạt động và bộ chỉnh lưu thứ nhất bị khóa kích.

Khi nào cần đổi chiều dòng điện tải, ví dụ từ dương thành âm, mạch điều khiển tác động làm góc kích α_1 đạt giá trị cực đại làm quá trình dòng tải giảm nhanh về 0. Khi dòng tải triệt tiêu, cả hai bộ chỉnh lưu sẽ bị khóa kích. Lý do, khi dòng qua BCL I vừa về 0, khả năng dẫn điện của các linh kiện BCL I còn tồn tại thêm một thời gian ngắn. Nếu ta cho kích BCL II ngay lập tức, hiện tượng ngắn mạch với dòng điện khép kín qua BCL I, BCL II có thể phát sinh.



Sau khi khoá xung kích cho cả hai BCL một thời gian τ vừa đủ đảm bảo linh kiện của bộ chỉnh lưu 1 khôi phục khả năng khóa, BCL II sẽ được kích để cho dòng điện qua tải âm, còn xung kích BCL I vẫn tiếp tục bị khóa.

Giải thích tương tự cho trường hợp đảo chiều dòng điện tải từ âm sang dương.

Để thực hiện đảo chiều dòng điện tải, có thể sử dụng mạch logic trong sơ đồ hình H2.76. Qui luật điều khiển riêng biệt bộ chỉnh lưu kép được tóm tắt trong bảng B2.1 Khâu hiệu chỉnh dòng tải có tín hiệu ngõ ra là điện

áp tải yêu cầu. Khối 1,2 có chức năng chuyển yêu cầu áp tải thành tín hiệu xung kích với góc điều khiển α_1, α_2 . Bộ logic xử lý khóa và cho phép các khối điều khiển bộ chỉnh lưu hoạt động theo bảng B2.2.

Nếu bộ chỉnh lưu dùng để cấp nguồn cho động cơ dc, để tạo điều kiện thuận lợi cho việc hãm tái sinh trả công suất từ nguồn về lưới, bộ chỉnh lưu phải được thiết kế với độ dự trữ nhất định về điện áp ở chế độ nghịch lưu. Điều này có nghĩa là, điện áp cực đại khi bắt đầu chế độ nghịch lưu ít nhất phải bằng với điện áp cực đại ở chế độ chỉnh lưu và ta có:

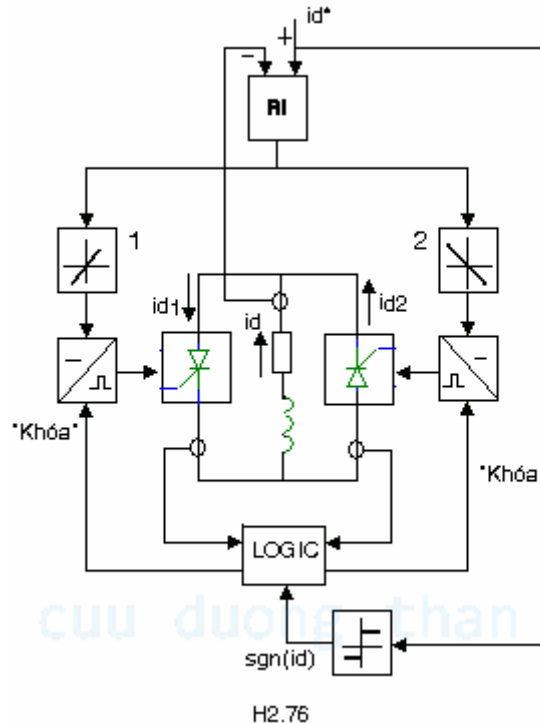
$$U_{di0} \cdot \cos \alpha_{MIN} \leq -U_{di0} \cdot \cos \alpha_M$$

Từ đó: $\alpha_{MIN} > 0$.

Bảng B2.2

Sign(i_{dyc})	I_{d1}	I_{d2}	Khóa xung kích
\pm	>0	0	Kích BCL1, khóa BCL2
\pm	0	>0	Khóa BCL1, kích BCL2
+	0	0	Khóa BCL2,

			Khóa BCL1 trong thời gian τ
-	0	0	Khóa BCL1, Khóa BCL2 trong thời gian τ



Hệ quả:

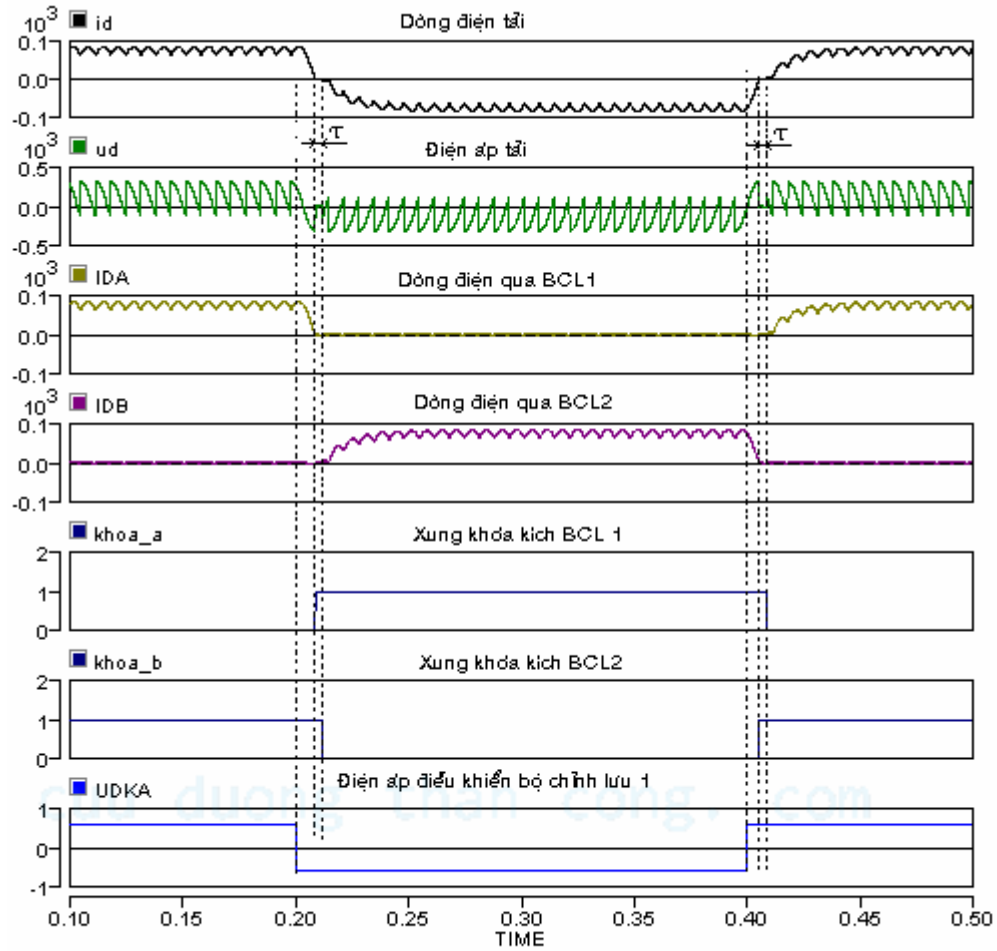
Do tồn tại khoảng thời gian khoá kích τ nên dòng điện tải bị gián đoạn (xem hình H2.77). Tính chất gián đoạn của dòng điện làm đặc tính điều khiển của bộ chỉnh lưu trở thành phi tuyến và tính động học của hệ thống vì thế không cao. Với linh kiện có thời gian khôi phục khả năng khoá nhỏ, dòng điện tải được xem như liên tục.

Để mạch hoạt động được, đòi hỏi phải có cảm biến dòng điện 0 qua tải.

Các quá trình điện áp và dòng điện tải, dòng điện qua mỗi bộ chỉnh lưu được vẽ minh hoạ trên hình H2.77 cho trường hợp điều khiển riêng biệt.

b. Phương pháp điều khiển đồng thời

Cấu tạo của bộ chỉnh lưu kép theo phương pháp điều khiển đồng thời phức tạp hơn vì phải trang bị các cuộn kháng cân bằng (xem hình H2.79). Sơ đồ mạch mô tả nguyên lý điều khiển được vẽ trên hình H2.78. Khối 1 và 2 chuyển yêu cầu dòng điện tải thành yêu cầu dòng điện của từng nhánh bộ chỉnh lưu. Tín hiệu i_{oyc} làm tăng thêm dòng điện yêu cầu qua mỗi nhánh chỉnh lưu với độ lớn dòng tăng bằng dòng cân bằng



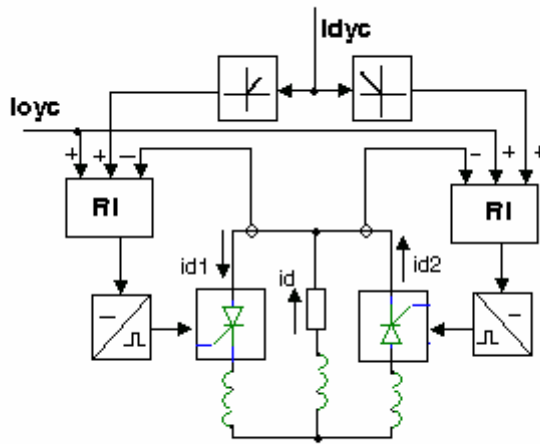
Hình 2.77

Theo nguyên lý, các bộ chỉnh lưu I và II đều được điều khiển kích đóng.

Gọi U_{dI} , U_{dII} lần lượt là trị trung bình áp chỉnh lưu của bộ chỉnh lưu I và II và α_I, α_{II} là các góc điều khiển tương ứng.

Điều kiện để không xảy ra hiện tượng ngắn mạch khép kín qua BLC I, BLC II là điện áp chỉnh lưu trung bình tổng không tạo điều kiện làm phát sinh dòng điện một chiều ngắn mạch có chiều thuận với chiều dẫn qua các bộ chỉnh lưu. Từ đó:

$$U_{dI} + U_{dII} \leq 0$$



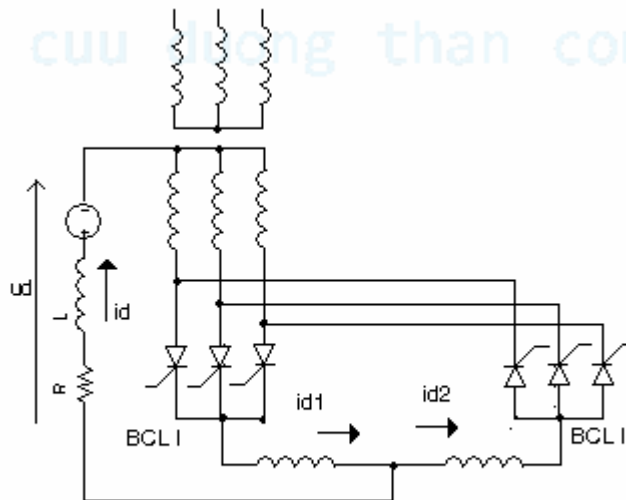
H2.78

Giả thiết dòng qua tải liên tục:

$$U_{dI} = U_{d0} \cdot \cos \alpha_I$$

$$U_{dII} = U_{d0} \cdot \cos \alpha_{II}$$

$$\Rightarrow \cos \alpha_I + \cos \alpha_{II} \leq 0 \Rightarrow \alpha_I + \alpha_{II} \geq \pi$$



H2.79

Trong thực tế, trường hợp điều khiển đối xứng (tức $\alpha_I + \alpha_{II} = \pi$) không được áp dụng vì nếu xét cả quá trình quá độ, dòng điện phát sinh trong mạch khép kín qua các BCL có thể đạt giá trị trung bình khá lớn. Do đó, $\alpha_I + \alpha_{II} > \pi$ điều khiển không đối xứng được áp dụng rộng rãi hơn.

Do góc điều khiển của mỗi bộ chỉnh lưu bị giới hạn ở cận trên nên:

$$\alpha_{\max} < \pi \text{ nên } \alpha_{I \min} > 0 \text{ và tương tự } \alpha_{II \min} > 0$$

Mặc dù, thoả mãn điều kiện về trị trung bình của điện áp chỉnh lưu: $U_{dI} + U_{dII} < 0$, dòng điện ngắn mạch một chiều phát sinh trong mạch BCL I, BCL II bị khử bỏ. Nhưng sự khác biệt giữa các giá trị tức thời của điện áp chỉnh lưu u_{dI} , u_{dII} sẽ tác

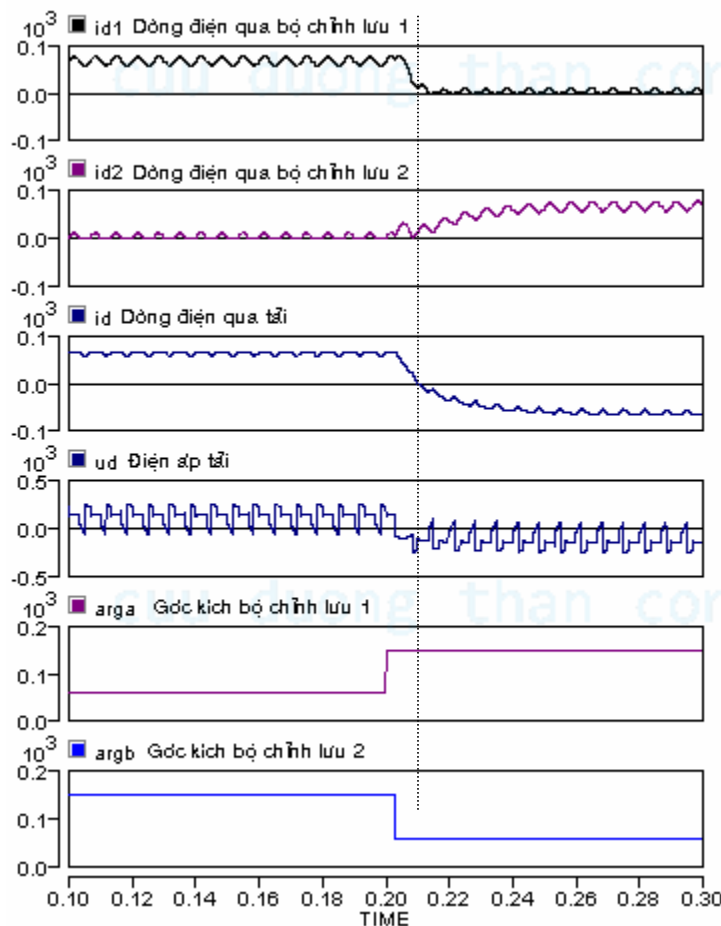
động gây ra dòng điện cân bằng i_o trong mạch. Dòng điện cân bằng có thể đạt giá trị khá lớn. Để hạn chế dòng cân bằng, đầu ra của mỗi BCL được mắc nối tiếp với cuộn kháng cân bằng với nhiệm vụ hạn chế biên độ dòng cân bằng trên. (hình H2.78)

Ưu điểm của phương pháp điều khiển với dòng điện cân bằng là dòng điện tải liên tục. Do đó, đem lại các tính chất động học cao cho hệ thống điều khiển. Mạch điều khiển không cần bộ cảm biến dòng điện bằng 0.

Điều bất lợi là mạch chứa các cuộn kháng cân bằng làm tăng thêm kích thước cũng như khối lượng mạch động lực. Ngoài ra, các cuộn kháng tiêu thụ công suất ảo làm cho việc định mức mạch nguồn bị tăng lên và hệ số công suất bị giảm.

Một trong các sơ đồ điều khiển bộ chỉnh lưu kép theo phương pháp điều khiển đồng thời được vẽ minh họa trên hình H2.78, trong đó sử dụng khả năng điều chỉnh độ lớn dòng điện cân bằng.

Các quá trình điện áp và dòng điện tải, dòng điện qua từng bộ chỉnh lưu trong trường hợp điều khiển đồng thời được vẽ minh họa trên hình H2.80. Bộ chỉnh lưu kép gồm hai bộ chỉnh lưu mạch tia 3 pha mắc đối song. Tín hiệu dòng điện tải yêu cầu i_{dc} sau khi qua các mạch chuyển đổi thành tín hiệu dòng yêu cầu của từng bộ chỉnh lưu. Dòng điện qua mỗi bộ chỉnh lưu sẽ được điều chỉnh bằng dòng điện qua tải cộng với dòng điện cân bằng. Dòng điện cân bằng yêu cầu được thiết lập từ mạch ngoài.



Ví dụ 2.30:

Bộ chỉnh lưu kép gồm hai mạch tia mắc thành dạng đối song và điều khiển đồng thời sao cho góc điều khiển α_1, α_2 của hai bộ chỉnh lưu thỏa mãn điều kiện $\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha_{12} > \pi$.

Xung răng cưa của các bộ chỉnh lưu thay đổi trong khoảng $(-12V ; +12V)$. Điện áp điều khiển cho các bộ chỉnh lưu lần lượt là u_{dk1} và u_{dk2}

a/- Dòng qua bộ chỉnh lưu thứ nhất liên tục $u_{dk1} = 9V$ và $u_{dk2} = -10V$. Tính α_{12}

b/- Cho biết $\alpha_1 + \alpha_2 = \frac{7\pi}{6}$, $\alpha_1 = \frac{\pi}{3}$. Tính u_{dk1}, u_{dk2} và trị trung bình điện áp tải.

Cho biết dòng điện tải qua bộ chỉnh lưu thứ hai liên tục.

Giải:

a.- Ta có:

$$\alpha_1 = \frac{12 - u_{dk1}}{12} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{12 - 9}{12} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{8} [rad]$$

$$\alpha_2 = \frac{12 - u_{dk2}}{12} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{12 - (-10)}{12} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{11}{12} \pi [rad]$$

$$\alpha_{12} = \alpha_1 + \alpha_2 = \frac{\pi}{8} + \frac{11}{12} \pi = 1,0416\pi = 3,272 [rad]$$

b/-

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{3} [rad], \alpha_2 = \frac{7\pi}{6} - \frac{\pi}{3} = \frac{5\pi}{6} [rad]$$

$$u_{dk1} = 12 - \frac{24}{\pi} \cdot \alpha_1 = 12 - \frac{24}{\pi} \cdot \frac{\pi}{3} = 4 [V]$$

$$u_{dk2} = 12 - \frac{24}{\pi} \cdot \alpha_2 = 12 - \frac{24}{\pi} \cdot \frac{5\pi}{6} = -8 [V]$$

$$U_d(\alpha) = -U_{d2}(\alpha_2) = -\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha_2$$

$$= -\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cdot 220 \cdot \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) = 222,828 [V]$$

CHƯƠNG BA

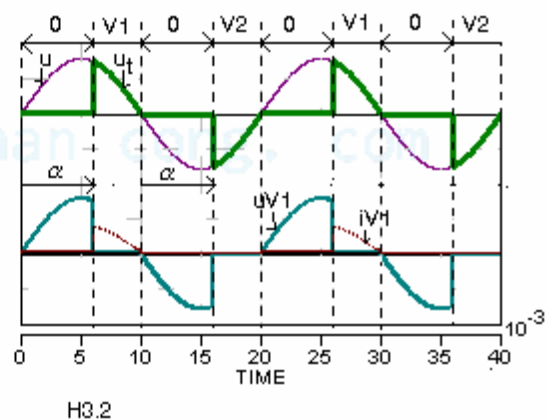
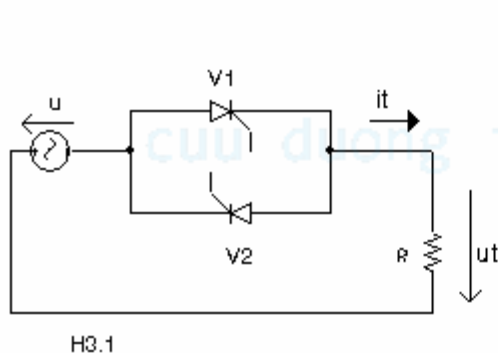
BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU

Bộ biến đổi điện áp xoay chiều được sử dụng để thay đổi trị hiệu dụng của điện áp ngõ ra. Nó được mắc vào nguồn xoay chiều dạng sin với tần số và trị hiệu dụng không đổi và tạo ở ngõ ra điện áp xoay chiều có cùng tần số nhưng trị hiệu dụng điều khiển được. Do đó, bộ biến đổi điện áp xoay chiều có tính năng giống như máy biến áp điều khiển vô cấp. Điện áp đáp ứng ở ngõ ra thay đổi nhanh và liên tục.

Bộ biến đổi điện áp xoay chiều được sử dụng để điều khiển công suất tiêu thụ của các tải như lò nung điện trở, bếp điện, điều khiển chiếu sáng cho sân khấu, quảng cáo, điều khiển vận tốc động cơ không đồng bộ công suất vừa và nhỏ (máy quạt gió, máy bơm, máy xay), điều khiển động cơ vạn năng (dụng cụ điện cầm tay, máy trộn, máy sấy). Bộ biến đổi xoay chiều còn được dùng trong các hệ thống bù nhuyến công suất phản kháng.

3.1 - BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU MỘT PHA

Trường hợp tải thuần trở : (hình H3.1).



Mạch gồm nguồn điện áp xoay chiều một pha dạng sin $u = U_m \cdot \sin \omega t$ mắc nối tiếp với tải R thông qua công tắc xoay chiều bán dẫn. Công tắc xoay chiều gồm hai thyristor mắc đối song V_1 và V_2 và trong trường hợp công suất nhỏ có thể thay thế chúng bằng một triac.

Phân tích mạch (xem hình H3.2)

Trong khoảng góc $(0, \alpha)$, dòng qua tải bị ngắt, ta có:

$$i_t = 0, u_t = 0$$

Trên thyristor V_1 xuất hiện điện áp khóa vì:

$$u_{V1} = u - u_t = u > 0$$

Tại thời điểm ứng với góc $X = \alpha$, xung kích I_{G1} đưa vào cổng điều khiển của V_1 trong điều kiện có áp khóa làm V_1 đóng. Dòng điện khép kín qua mạch (u, V_1, R) - **trạng thái V_1** . Các phương trình mô tả trạng thái V_1 trong thời gian V_1 dẫn ($\alpha \leq X < \pi$)

$$u_{V1} = 0 = -u_{V2}$$

$$i_{V1} = i_t; \quad i_{V2} = 0$$

$$u_t = -u_{V1} + u = u = U_m \sin X$$

$$u_i = R \cdot i_t$$

Tại $X = \pi$, dòng qua V_1 triệt tiêu. Lúc đó, dòng điện tải bằng không và ta có trạng thái 0.

Các phương trình mô tả trạng thái 0:

$$i_t = i_{V1} = i_{V2} = 0$$

$$u_{V1} = u - R \cdot i_t = u$$

$$u_{V2} = -u$$

Điện áp đặt lên V_2 trong khoảng thời gian ứng với $X > \pi$ có giá trị dương - điện áp khóa, nên việc kích vào cổng điều khiển của V_2 trong khoảng $(\pi + \alpha < X < 2\pi)$ sẽ làm V_2 đóng.

Các phương trình mô tả trạng thái V_2 :

$$u_{V2} = 0; \quad i_{V2} = -i_t$$

$$u_{V1} = -u_{V2} = 0; \quad i_{V1} = 0$$

$$u_i = u = U_m \cdot \sin X < 0$$

$$i_t = \frac{u}{R} < 0$$

Tại vị trí $X = 2\pi$, dòng qua V_2 triệt tiêu nên V_2 bị ngắt. Mạch trở về trạng thái 0.

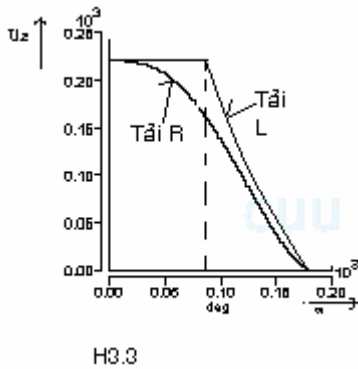
Các hệ quả:

Trị hiệu dụng của áp tải :

$$U_t = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_t^2 \cdot dx \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

$$U_t = U \cdot \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$U_t = U \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)^{\frac{1}{2}}$$



H3.3

Khi góc điều khiển α thay đổi trong phạm vi $(0, \pi)$, điện áp tải có trị hiệu dụng biến thiên trong khoảng $(0, U)$. Đồ thị biểu diễn trị hiệu dụng U_t theo góc điều khiển α được vẽ trên hình H3.3

Trị hiệu dụng dòng điện qua tải:

$$I_t = \frac{U_t}{R} \quad (3.2)$$

Hệ số công suất:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{U_t^2 / R}{U \cdot I_t} = \frac{U_t}{U} = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

Dòng điện trung bình qua SCR:

$$I_{VAV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_m}{R} \cdot \sin x \cdot dx = \frac{U_m}{2\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (3.4)$$

Trị hiệu dụng dòng điện qua SCR. Dễ dàng suy ra rằng:

$$I_{VRMS} = \frac{I_t}{\sqrt{2}} \quad (3.5)$$

* Trường hợp tải L:

Ta phân biệt hai trường hợp góc điều khiển α :

a/- Góc điều khiển $\alpha > \frac{\pi}{2}$ (hình 3.4)

Trạng thái 0 : Trong khoảng trước vị trí góc kích α dòng tải bị gián đoạn. Các phương trình và hệ thức mô tả trạng thái không có dòng điện:

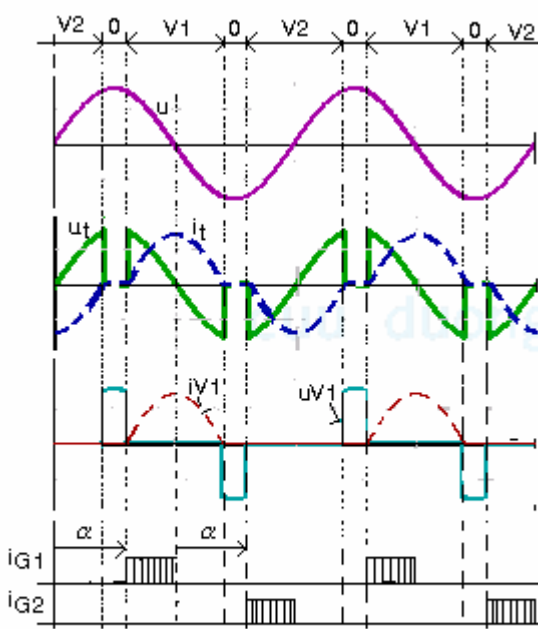
$$i_t = 0$$

$$u_t = L \cdot \frac{di_t}{dt} = 0$$

$$i_{V1} = i_{V2} = 0$$

$$u_{V1} = -u_2 = u > 0$$

Trạng thái V_{1L} ($\alpha < X < 2\pi - \alpha$): Tại vị trí $X = \alpha$, V_1 được kích trong lúc có tác dụng của điện áp khóa nên đóng. Dòng điện dẫn khép kín qua mạch (u , V_1 , L). Trạng thái mạch điện được biểu diễn bởi hệ thức và phương trình sau:



H3.4

$$u_{V1} = 0$$

$$i_{V1} = i_t$$

$$u_t = u = U_m \cdot \sin X$$

$$u_t = L \frac{di_t}{dt}$$

Từ điều kiện ban đầu $i_t(\alpha) = 0$ và giải phương trình dòng điện ta thu được nghiệm:

$$i_t(X) = \frac{U_m}{\omega L} (\cos \alpha - \cos X) \quad (3.6)$$

Dòng điện có độ lớn tăng từ 0 đến cực đại rồi giảm về 0 tại vị trí $X = 2\pi - \alpha$. Do $i_{V1} = i_t$ nên tại vị trí vừa nêu trên, dòng qua V_1 cũng bị ngắt.

Trạng thái 0- khoảng ($2\pi - \alpha < X < \pi + \alpha$): Sau khi dòng qua V_1 bị ngắt, mạch trở lại trạng thái không dẫn điện, các phương trình mô tả mạch điện:

$$i_t = 0; \quad u_t = 0$$

$$i_{V1} = i_{V2} = 0$$

$$u_{V1} = -u_{V2} = u < 0$$

Trạng thái V_{2L} - khoảng ($\pi + \alpha < X < 3\pi - \alpha$): Tại vị trí $X = \alpha + \pi$, xung kích đưa vào V_2 trong lúc V_2 chịu tác dụng điện áp khóa nên V_2 đóng. Dòng điện khép kín qua mạch (u , V_2 , L).

Các phương trình và hệ thức mô tả trạng thái V_2 :

$$u_{V2} = 0; \quad i_{V2} = -i_t$$

$$u_t = u; \quad u_t = L \frac{di_t}{dt}$$

Giải phương trình dòng điện và để ý rằng $i_t(\pi + \alpha) = 0$, ta được nghiệm dòng điện tải:

$$i_t(X) = \frac{U_m}{\omega L} [\cos(\alpha + \pi) - \cos X] \quad (3.7)$$

Dòng qua tải và qua V_2 có độ lớn tăng từ 0 đến cực đại rồi giảm về 0. Tại đây, V_2 bị ngắt. Mạch trở về trạng thái 0

Hệ quả: Đối với tải L và góc điều khiển $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$, ta có:

1/- Dòng qua tải bị gián đoạn.

2/- Trị hiệu dụng điện áp trên tải có thể dẫn giải từ hình H3.4

$$U_t = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (U_m \sin X)^2 dx \right]^{\frac{1}{2}} = U_m \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.8)$$

3/- Trị hiệu dụng dòng điện qua tải:

$$I_t = \left(\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} i_t^2 dx \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{U}{\omega L} \left[2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) (1 + 2 \cos^2 \alpha) + \frac{3}{\pi} \sin 2\alpha \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.9)$$

Trong ứng dụng với tải L, thành phần hài cơ bản dòng điện có ý nghĩa quan trọng:

$$I_{L(1)m}(\alpha) = \frac{U_m}{\omega L} \left(2 - \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha \right) \quad (3.10)$$

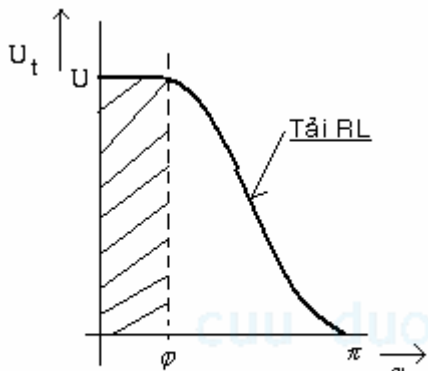
Mạch hoạt động như một tải L điều chỉnh với cảm kháng là hàm phụ thuộc góc kích:

$$X_L(\alpha) = \frac{V_m}{I_{L(1)m}(\alpha)} = \frac{\omega L}{\left(2 - \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha \right)} \quad (3.11)$$

b/- Góc điều khiển $\alpha < \frac{\pi}{2}$

Điện áp tải không thể điều khiển được nữa. Mạch bộ biến đổi điện áp xoay chiều hoạt động như một công tắc ở trạng thái luôn đóng. Các linh kiện V_1 và V_2 lần lượt dẫn điện với khoảng dẫn của mỗi linh kiện bằng π . Dòng điện qua tải liên tục. Nếu bắt đầu đưa xung kích vào linh kiện từ vị trí $\alpha = \frac{\pi}{2}$, dòng điện lệch pha so với điện áp một góc $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Xung kích cần tạo thành dưới dạng chuỗi xung bắt đầu tại vị trí góc α và kết thúc tại cuối nửa chu kỳ tương ứng của áp nguồn xoay chiều.

Chẳng hạn, khi dòng tải qua V_1 giảm đến 0, V_1 bị ngắt. Tại vị trí này trên V_2 xuất hiện điện áp khóa. Do có xung kích tác dụng nên V_2 đóng và dẫn dòng điện qua tải theo chiều ngược lại. Do đó, dòng điện tải đổi dấu và qua điểm 0 một cách liên tục.



H3.5

Hệ quả: Với tải L, khi $\alpha < \frac{\pi}{2}$, bộ biến đổi

điện áp xoay chiều hoạt động như công tắc ở trạng thái đóng và điện áp trên tải bằng áp nguồn xoay chiều.

Đặc tính $U_t(\alpha)$ cho trường hợp tải L được vẽ trên hình H3.3

Trường hợp tải RL (hình H3.5): Tương tự như trường hợp tải L, việc phân tích hoạt động mạch điện phụ thuộc vào góc điều khiển α . Giá trị phân biệt $\frac{\pi}{2}$ ở trường hợp tải L được thay bằng độ lớn góc

φ trong trường hợp tải RL, $\varphi = \arctg(\omega L/R)$.

Trường hợp $\alpha > \varphi$ - dòng điện tải bị gián đoạn. chu kỳ hoạt động được chia làm 4 khoảng tương ứng 4 trạng thái sau:

Trạng thái 0: mạch không dẫn điện và áp khóa tác dụng lên V_1

$$i_t = 0 ; u_t = 0$$

$$i_{V1} = 0 ; i_{V2} = 0$$

$$u_{V1} = -u_{V2} = u > 0$$

Trạng thái V_L : V_1 được kích dẫn

$$u_t = u ; u_t = R.i_t + L \frac{di_t}{dt}$$

$$i_{V1} = i_t ; u_{V1} = -u_{V2} = 0$$

Trạng thái 0 : mạch không dẫn điện và điện áp khóa tác dụng lên V_2 :

$$i_t = 0 ; u_t = 0$$

$$i_{V1} = 0 ; i_{V2} = 0$$

$$u_{V1} = -u_{V2} = u < 0$$

Trạng thái V_2 : V_2 được kích dẫn

$$u_{V1} = -u_{V2} = 0$$

$$i_{V2} = -i_t ; u_t = u$$

$$u_t = R.i_t + L \frac{di_t}{dt}$$

Nghiệm dòng điện, ví dụ trong khoảng V_1 dẫn có dạng

$$i_t = i_{V1} = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(X - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{-R}{\omega L}(X - \alpha)} \right] \quad (3.12)$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

Dòng điện qua tải bị gián đoạn

Trường hợp $\alpha < \varphi$ - dòng tải liên tục. Điện áp tải không điều khiển được. Bộ biến đổi điện áp xoay chiều hoạt động như công tắc ở trạng thái luôn đóng. Điện áp tải bằng áp nguồn xoay chiều có trị hiệu dụng bằng U. Xung kích cho linh kiện được cho dưới dạng chuỗi xung, bắt đầu từ vị trí góc điều khiển đến khi kết thúc nửa chu kỳ tương ứng của áp nguồn xoay chiều.

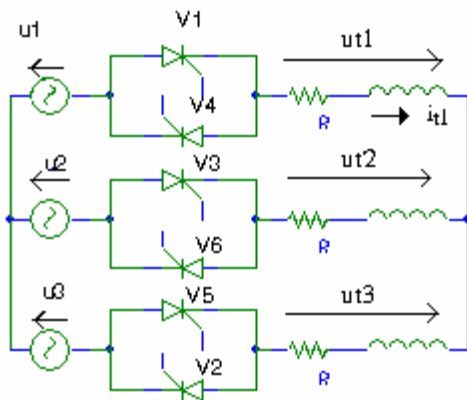
Đặc tính $U_t(\alpha)$ - xem hình H3.5: phụ thuộc vào các tham số RL mạch tải, thay đổi giữa đặc tính tải thuần điện trở và tải thuần cảm L.

Tính chất tương tự khi hoạt động với các tải R,L,RL được trình bày ngắn gọn trong bảng so sánh B3.1.

Bảng B3.1

Quan hệ tổng quát	R	L	RL	Tính chất
$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$	$\varphi = 0$	$\varphi = \frac{\pi}{2}$	$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$	φ ...Góc đặc trưng của tải
$\alpha > \varphi$	$\alpha > 0$	$\alpha > \frac{\pi}{2}$	$\alpha > \arctan \frac{\omega L}{R}$	Dòng tải gián đoạn
$\alpha < \varphi$	—	$\alpha < \frac{\pi}{2}$	$\alpha < \arctan \frac{\omega L}{R}$	Dòng tải liên tục

3.2 - BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU BA PHA



H3.6

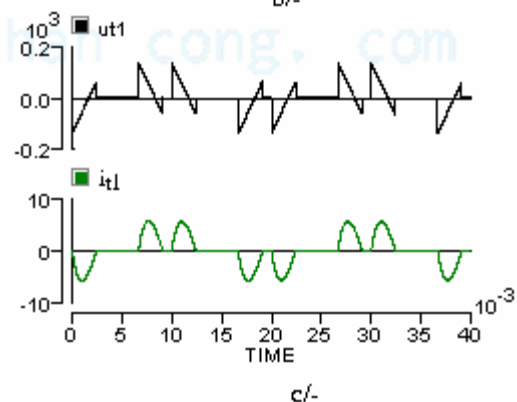
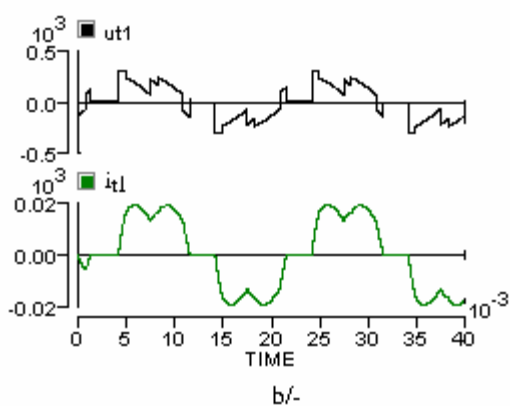
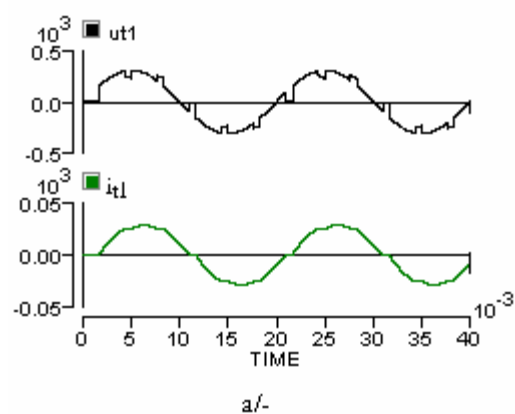
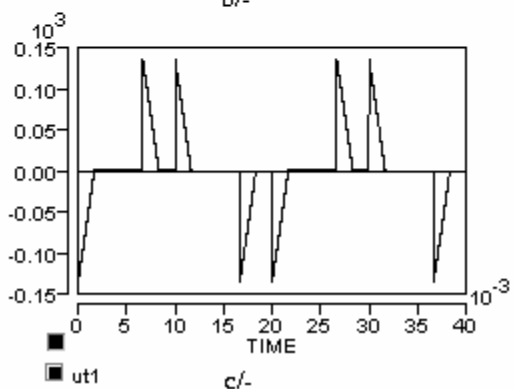
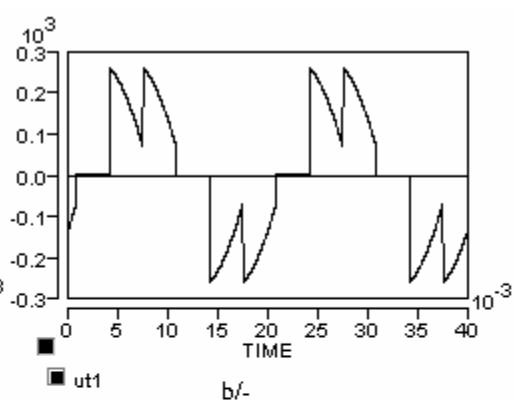
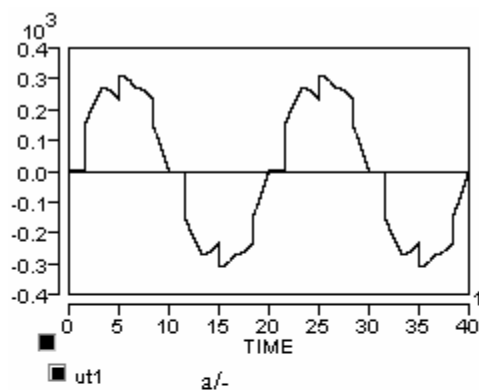
Bộ biến đổi điện áp xoay chiều 3 pha dạng đầy đủ (xem hình H3.6) có cấu tạo gồm ba công tắc bán dẫn đấu vào nguồn xoay chiều 3 pha, để thực hiện cung cấp điện cho tải 3 pha. Khi công suất tải nhỏ, các cặp công tắc dùng thyristor có thể được thay thế bằng triac.

Phân tích hoạt động của bộ biến đổi điện áp xoay chiều 3 pha, ngay cả cho trường hợp tải thuần trở, rất phức tạp vì việc theo dõi quá trình điện áp và dòng điện trong mạch rất khó khăn. Dạng sóng điện áp và dòng điện tải thay đổi khác nhau phụ thuộc vào độ lớn góc điều khiển và các tham số mạch tải (đối với tải không thuần trở). Ngày nay, việc phân tích được thực hiện nhờ lập trình mô phỏng trên máy tính.

Dạng sóng điện áp và dòng điện cho một số cấu hình bộ biến đổi xoay chiều phụ thuộc vào góc điều khiển và ứng với các tải R, RL được vẽ minh họa trên các hình H3.7 cho tải R và H3.8 cho tải RL nối tiếp.

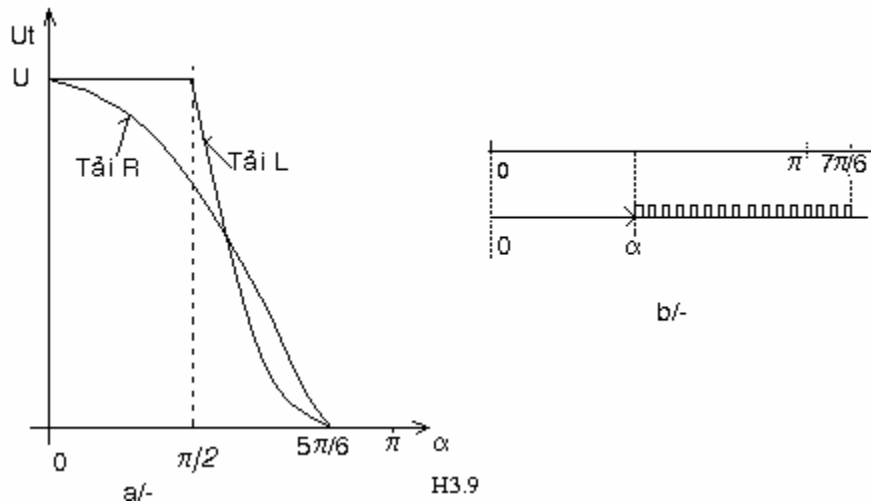
Đặc tính điều khiển của bộ biến đổi áp xoay chiều 3 pha dạng đầy đủ được vẽ trên hình H3.10. Với tải R, phạm vi điều khiển góc kích nằm trong khoảng $(0, 5\pi/6)$; đối với tải L, phạm vi điều khiển của góc kích nằm trong giới hạn $(\pi/2, 5\pi/6)$. Đối với tải RL, phạm vi điều khiển góc kích là $(\arctan \omega L/R, 5\pi/6)$.

Xung kích: để đảm bảo quá trình kích dẫn thyristor, xung kích được thực hiện dưới dạng chuỗi xung bắt đầu từ vị trí ứng với góc kích cho đến khi vượt khỏi nửa chu kỳ tương ứng một góc $\pi/6$.



H3.8: Bộ biến đổi áp xoay chiều 3 pha. Tải $R = 10\Omega$; $L = 10mH$

- a/- $\alpha = 30^\circ$
b/- $\alpha = 75^\circ$
c/- $\alpha = 120^\circ$



3.3 - CÔNG TẮC XOAY CHIỀU

Công tắc xoay chiều dùng để đóng vào hoặc ngắt nguồn điện áp xoay chiều ra khỏi tải xoay chiều. So với công tắc cơ khí sử dụng tiếp điểm, công tắc bán dẫn hoạt động với tần số cao, đáp ứng nhanh hơn, công suất điều khiển nhỏ; hiện tượng phóng tia lửa điện khi ngắt dòng điện tải không xảy ra.

Tuy nhiên, do công tắc xoay chiều có cấu tạo gồm các linh kiện bán dẫn, độ sụt áp trên linh kiện tồn tại khi công tắc đóng (khoảng vài volt) tạo nên tổn hao đáng kể khi dòng tải lớn. Do đó, công tắc bán dẫn cần được làm mát. Ở chế độ ngắt dòng điện, trở kháng lúc ngắt của linh kiện tồn tại với giá trị hữu hạn, vẫn còn dòng điện rò đi qua linh kiện bán dẫn.

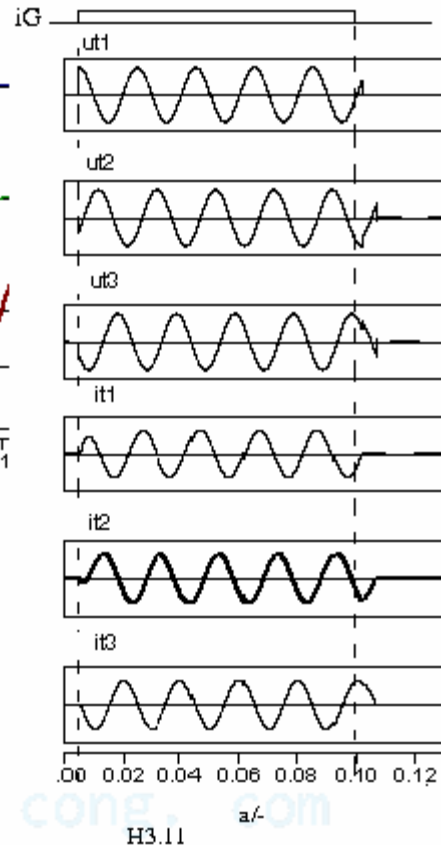
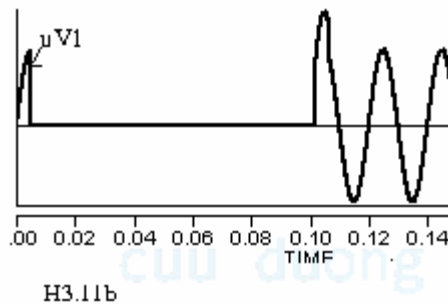
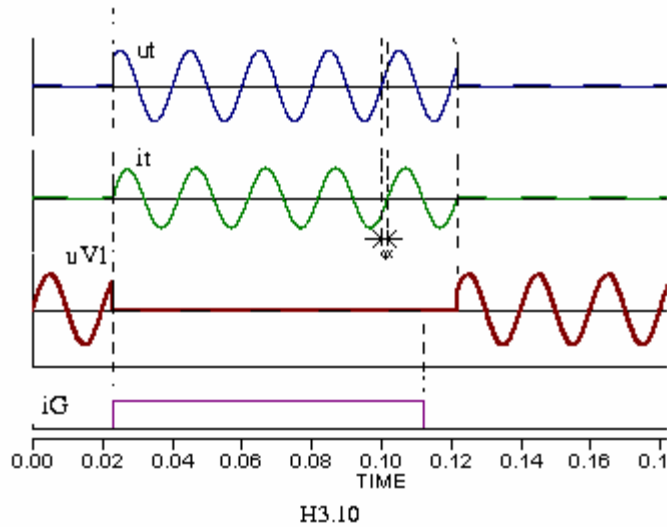
Các công tắc xoay chiều bán dẫn được sử dụng để khởi động cũng như đảo chiều động cơ không đồng bộ; đóng ngắt tụ bù công suất phản kháng cho lưới điện; đóng ngắt thay đổi mức điện áp xoay chiều cung cấp cho tải; đóng ngắt chuyển đổi hệ thống nguồn trong các hệ thống nguồn dự trữ UPS.

Cấu tạo công tắc xoay chiều:

Công tắc xoay chiều tồn tại ở dạng một pha, ba pha. Dòng qua mỗi pha tải được đóng ngắt bởi một công tắc pha. Mỗi công tắc pha gồm hai thyristor mắc đối song hoặc một triac.

Phân tích hoạt động của mạch khi thực hiện đóng và ngắt công tắc bán dẫn có thể giải thích minh họa qua công tắc một pha với tải RL (hình H3.10). Sơ đồ mạch công suất giống như mạch trên hình H3.1.

Đóng công tắc : Tại vị trí góc $X = \alpha$, ta thực hiện đóng công tắc bằng cách đưa xung kích liên tục (ví dụ dưới dạng chuỗi xung $iG=1$) vào cổng điều khiển của tất cả các thyristor V_1, V_2 . Một trong hai thyristor mắc đối song ở trạng thái khóa tại vị trí kích đóng sẽ đóng, ví dụ V_1 .



Dòng điện qua V_1 sẽ có độ lớn thay đổi theo phương trình dòng điện sau:

$$u_t = R.i_t + L \cdot \frac{di_t}{dt} = U_m \sin X \quad (3.13)$$

Điều kiện ban đầu:

$$i_t(\alpha) = 0$$

Phương trình có nghiệm:

$$i_t = \frac{U_m}{Z} \left[\sin(X - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L}(X - \alpha)} \right] \quad (3.14)$$

Dòng điện qua tải thay đổi liên tục đi đi qua giá trị 0. Do xung kích đóng được đưa đến các thyristor liên tục nên có thể xem công tắc xoay chiều là dạng đặc biệt của bộ biến đổi điện áp xoay chiều với góc kích bằng 0. Do đó, dòng điện qua tải liên tục. Các thyristor V_1 , V_2 tuần tự thay nhau dẫn điện. Sau một thời gian đủ lớn, thành phần quá độ của dòng điện qua tải triệt tiêu. Mạch đạt trạng thái xác lập. Dòng điện lệch pha so với điện áp một góc φ :

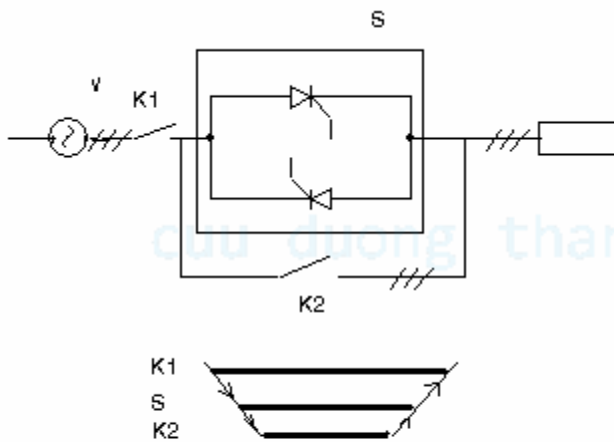
$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} \quad (\text{xem hình H3.10})$$

Ngắt công tắc: thực hiện bằng cách ngắt (khóa) đồng thời xung kích của tất cả các thyristor V_1 , V_2 . Tại vị trí ngắt xung kích, nếu dòng tải dẫn qua thyristor, ví dụ V_1 có độ lớn khác không, V_1 sẽ tiếp tục dẫn điện đến khi dòng điện qua nó, đồng thời qua tải triệt tiêu. Chỉ

khi đó, dòng điện bị ngắt bởi công tắc. Từ quá trình phân tích trên, ta thấy việc ngắt dòng điện qua tải bằng công tắc bán dẫn diễn ra thuận lợi, không có quá điện áp xuất hiện ngay cả trường hợp tải mang tính cảm kháng. Đáp ứng của dòng điện sau khi thực hiện khóa xung kích có thể bị trễ tối đa bằng nửa chu kỳ điện áp nguồn.

Công tắc xoay chiều ba pha có cấu tạo mạch công suất giống như bộ biến đổi điện áp xoay chiều ba pha. Việc thực hiện đóng và ngắt công tắc dẫn đến quá trình điện áp và dòng điện trên từng pha tải được vẽ trên hình H3.11. Từ đó, ta thấy dòng điện qua từng pha lần lượt triệt tiêu khi giảm về zero tại các thời điểm khác nhau. Điện áp xuất hiện trên linh kiện bị tắt tăng vọt đến giá trị của điện áp dây (xem hình H3.11b).

Để giảm bớt số linh kiện bán dẫn, một số cấu hình công tắc tiết kiệm sử dụng diode thay cho thyristor ở một số vị trí. Để giảm bớt công suất tổn hao trên linh kiện bán dẫn khi công tắc ở trạng thái đóng, đồng thời để ngắt hẳn dòng điện khi công tắc ở chế độ ngắt, người ta thường sử dụng kết hợp công tắc bán dẫn với công tắc tiếp điểm. Trình tự đóng ngắt các công tắc cơ khí K_1, K_2 và khóa bán dẫn S được vẽ minh họa trên giản đồ đóng ngắt trên hình H3.13.



H3.13

3.4 - CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU

3.4.1. ĐIỀU KHIỂN PHA (xem hình H3.2)

Với *phương pháp điều khiển pha thông thường*, xung kích đóng được đưa vào cổng điều khiển tại vị trí trễ đi một góc α so với vị trí xuất hiện áp khóa trên linh kiện.

Điện áp nguồn xoay chiều đóng vai trò điện áp chuyển mạch, tác dụng giảm dòng điện qua linh kiện và ngắt nó.

Điện áp ngõ ra chứa thành phần hài cơ bản có tần số bằng tần số áp nguồn và các thành phần bậc cao khác. Độ lớn của các sóng hài phụ thuộc vào góc điều khiển và cấu hình mạch công suất.

Trường hợp điều khiển pha với quá trình chuyển mạch cưỡng bức: điều khiển vị trí kích đóng dòng điện và đồng thời điều khiển cả vị trí ngắt dòng điện tải. Cấu hình mạch phải chứa bộ chuyển mạch hoặc linh kiện tự chuyển mạch. Với phương pháp này, điện áp ngõ ra có thể có dạng đối xứng. Nếu trong mỗi nửa chu kỳ áp nguồn, ta thực hiện điều rộng xung, hệ số biến dạng và phổ các hài bậc cao sẽ được hạn chế rất nhiều.

3.4.2. ĐIỀU KHIỂN TỈ LỆ THỜI GIAN

(Time duty ratio Control; Cycle Control)

Xem hình H3.14- thực hiện bằng cách cho xung kích đóng các linh kiện liên tục trong thời gian bằng số nguyên lần chu kỳ (m) điện áp nguồn và sau đó ngắt (khóa) xung kích liên tục trong một số nguyên lần chu kỳ (n).

Phương pháp này không sử dụng khi tải có hằng số thời gian đáp ứng tương đương với chu kỳ áp nguồn xoay chiều, ví dụ không thể dùng để điều khiển độ sáng bóng đèn dây tóc, không dùng để điều khiển vận tốc động cơ có moment quán tính nhỏ.

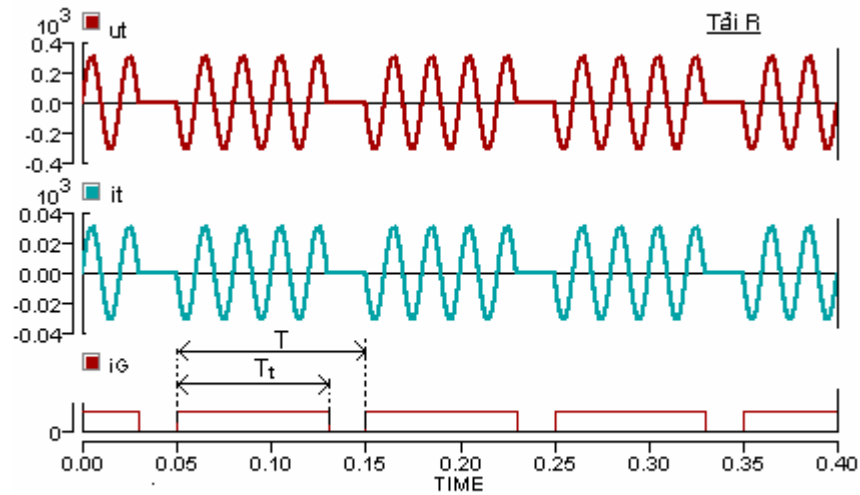
Phương pháp điều khiển tỉ lệ thời gian với thời điểm kích đóng tại điểm 0 của áp nguồn (zero voltage switching) được ứng dụng để điều khiển lò điện trở, lò hồ quang điện, lò nung gia đình.... vì ít ảnh hưởng lên lưới điện, đồng thời hạn chế tổn hao phát sinh do chế độ đóng ngắt linh kiện tạo nên.

Bộ biến đổi làm việc như một công tắc xoay chiều đóng mở tuần hoàn. Hình H3.14a vẽ điện áp và dòng điện tải khi ta áp dụng phương pháp điều khiển ở trên với tải chỉ chứa

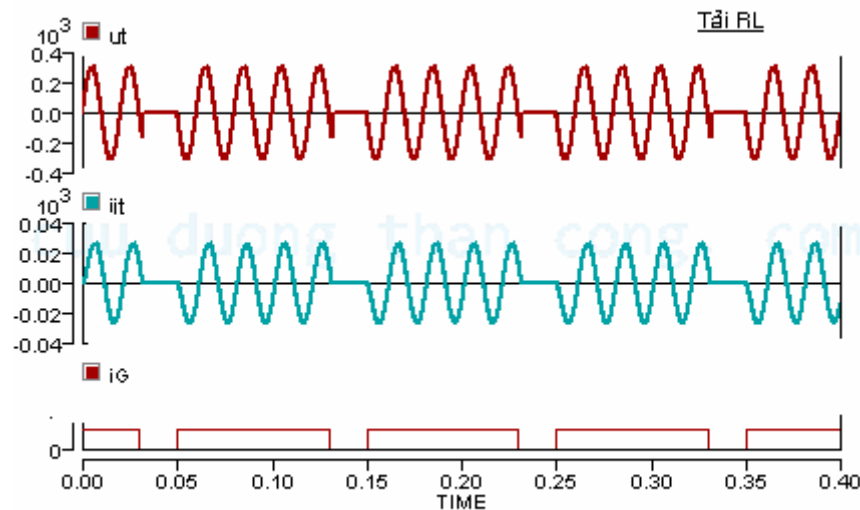
điện trở R. Từ hình vẽ H3.14a, ta suy ra trị hiệu dụng của điện áp tải là: $U_t = U \cdot \sqrt{\frac{t_t}{T}}$. Trên

hình H3.14b vẽ quá trình các đại lượng cho trường hợp tải RL.

Phương pháp điều khiển nêu trên phù hợp cho các nguồn cung cấp năng lượng cho các thiết bị tiêu thụ nhiệt điện. Ta không nên dùng chúng làm nguồn năng lượng cho các đèn chiếu sáng cũng như trong các động cơ điện.



H3.14a



H3.14b

Ví dụ 3.1:

Bộ biến đổi áp xoay chiều một pha cấp nguồn cho tải thuần trở $R=10\Omega$.

Nguồn xoay chiều có trị hiệu dụng bằng 220V, 50Hz. Góc điều khiển $\alpha = \frac{\pi}{2}$ [rad]

- Tính trị hiệu dụng áp tải
- Tính công suất tiêu thụ của tải
- Tính hệ số công suất
- Để đạt được công suất tải bằng 4 kW, tính độ lớn góc kích α
- Định mức linh kiện sử dụng

Giải:

- Trị hiệu dụng của áp tải

$$U_t = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot U$$

$$= \left(1 - \frac{\frac{\pi}{2}}{\pi} + \frac{\sin\left(2 \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{2\pi}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot 220 = 155,56[V]$$

b. Công suất tiêu thụ của tải

$$P_t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot i_t \cdot dX = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{u_t^2}{R} \cdot dX = \frac{1}{R} \cdot U_t^2$$

$$P_t = \frac{155,56^2}{10} = 2420[W]$$

c. Hệ số công suất nguồn (bỏ qua tổn hao trên SCR)

$$\lambda = PF = \frac{P_t}{S} = \frac{P_t}{U \cdot I} = \frac{P_t}{U \cdot \frac{U_t}{R}}$$

$$\lambda = \frac{2420}{220 \cdot \frac{155,56}{10}} = 0,707$$

d. Khi $P_t = 4 \text{ kW}$, ta có: $U_t = \sqrt{P_t \cdot R} = \sqrt{4000 \cdot 10} = 200[V]$.

Trên đặc tính $U_t(\alpha)$, Ta xác định góc α tương ứng với $U_t = 200V$ là $\alpha = 0,99979[\text{rad}]$ hay $\alpha = 57,28^\circ$

e. Áp làm việc lớn nhất của SCR:

$$U_{DWM} = U_{RWM} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311[V]$$

Chọn hệ số an toàn áp: $K_u = 2,5$ ta có tham số SCR cần chọn thỏa mãn điều kiện:

$$U_{DRM} = U_{RRM} > 2,5 \cdot 311 = 778[V]$$

Trị trung bình dòng qua SCR ($\alpha=0$):

$$I_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_t \cdot dX = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{2} \cdot U \cdot \sin X}{R} \cdot dX$$

$$I_{AV} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi R} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{\pi \cdot 10} = 9,9[A]$$

Trị hiệu dụng dòng qua SCR

$$I_{RMS} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot U \cdot \sin X}{R} \right)^2 \cdot dX \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}U}{2R} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{2 \cdot 10} = 15,55[A]$$

Ví dụ 3.2

Công tắc xoay chiều ba pha dạng đầy đủ mắc vào tải theo cấu hình sao. Công suất tải $P = 20\text{kW}$, hệ số công suất 0,707. Định mức áp và dòng cho linh kiện. Áp nguồn có trị hiệu dụng áp dây 440V

Giải:

Dòng điện qua mỗi pha có trị hiệu dụng

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U_0 \cdot \cos \varphi} = \frac{20000}{\sqrt{3} \cdot 440 \cdot 0,707} = 37,119[A]$$

Dòng đỉnh qua SCR

$$I_m = \sqrt{2} \cdot I = \sqrt{2} \cdot 37,119 = 52,5[A]$$

Dòng trung bình qua SCR

$$I_{AV} = \frac{I_m}{\pi} = \frac{52,5}{\pi} = 16,71[A]$$

Trị hiệu dụng dòng qua SCR

$$I_{RMS} = \frac{I_m}{2} = \frac{52,5}{2} = 26,25[A]$$

Điện áp đỉnh đặt lên SCR

$$U_{DWM} = U_{RWM} = \sqrt{2} \cdot U = \sqrt{2} \cdot 440 = 622,3[V]$$

Ví dụ 3.3

Bộ biến đổi áp xoay chiều một pha mắc vào tải L. Tính trị hiệu dụng áp và dòng tải khi $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ [rad]. Tính công suất phản kháng của sóng hài cơ bản. Cho biết $L=0,01H$, áp nguồn $U = 220V$, $\omega = 314 \text{ rad/s}$

Giải:

$$U_t = U \cdot \sqrt{2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} = 220 \cdot \sqrt{2 \left(1 - \frac{\frac{2\pi}{3}}{\pi} + \frac{\sin 2 \cdot \frac{2\pi}{3}}{2\pi} \right)} = 137,566[V]$$

$$I_t = \frac{U}{\omega \cdot L} \sqrt{2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \left(1 + 2 \cos^2 \alpha \right) + \frac{3}{\pi} \sin 2\alpha}$$

$$I_t = \frac{220}{314 \cdot 0,01} \cdot \sqrt{2 \left(1 - \frac{\frac{2\pi}{3}}{\pi} \right) \left(1 + 2 \cos^2 \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{3}{\pi} \cdot \sin \left(2 \cdot \frac{2\pi}{3} \right)} = 29,142[A]$$

Công suất phản kháng của sóng hài cơ bản:

$Q_{(1)} = U_S \cdot I_{t(1)}$ với

$$I_{t(1)} = \frac{U_S}{\pi \cdot \omega \cdot L} \cdot (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) \quad \frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$$

$$I_{t(1)} = \frac{220}{\pi \cdot 314 \cdot 0,01} \cdot \left[2\pi - 2 \cdot \frac{2\pi}{3} + \sin \left(2 \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$I_{t(1)} = 27,395[A]$$

$$\text{Ta được } Q_{(1)} = 220 \cdot 27,397 = 6025,8 \text{ Var}$$

Ví dụ 3.4

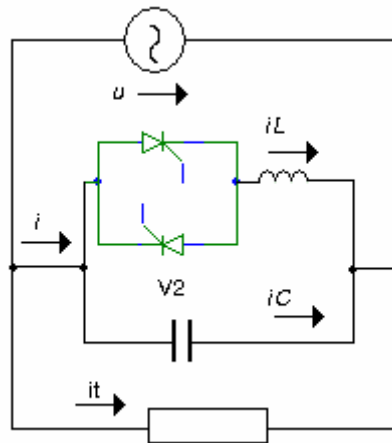
Mạch động lực của bộ bù nhuyến một pha gồm tụ bù C mắc song song với cuộn kháng L qua bộ biến đổi áp xoay chiều (hình H3.15). Dòng bù được điều khiển

bằng cách thay đổi góc kích α trong khoảng $\left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$. Áp nguồn xoay chiều có trị hiệu

dụng $U = 220V$, $\omega = 314 \text{ rad/s}$, công suất bù của tụ $Q_C = 10 \text{ kVAr}$

a/- Tính độ lớn cuộn kháng L để có thể bù công suất với độ lớn thay đổi từ $Q_{\min}=0$ đến $Q_{\max} = 10 \text{ kVAr}$.

b/- Với L tính được, xác định dòng bù tổng (hài cơ bản) ứng với các trường hợp góc điều khiển $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}; \alpha_2 = \frac{2\pi}{3}; \alpha_3 = \frac{5\pi}{6}; \alpha_4 = \pi$



H3.15

Giải:

a/- Công suất bù của tụ:

$$Q_C = \frac{U^2}{X_C} = \omega.C.U^2$$

Công suất bù của cuộn kháng:

$$Q_L = \frac{U^2}{X_L} = \frac{U^2}{\omega.L}$$

Để bù đến $\cos\varphi = 1$, ta cần có $Q_C = Q_L$

Từ đó:

$$L = \frac{1}{\omega^2.C}$$

$$C = \frac{Q_C}{\omega.U^2} = \frac{10.000}{314.220^2} = 657,99.10^{-6} [F]$$

$$L = \frac{1}{314^2.(657,99.10^{-6})} = 0,0154 [H]$$

b/- Dòng bù tổng:

$$i_{bù} = \bar{i}_C + \bar{i}_{t(t)} = j.C.\omega.U + \frac{\bar{U}}{j.\omega.L_1}$$

$$\text{với } \frac{U}{\omega.L_1} = I_L(t) = \frac{U_S}{\pi.\omega.L} [2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha]$$

Ta có kết quả:

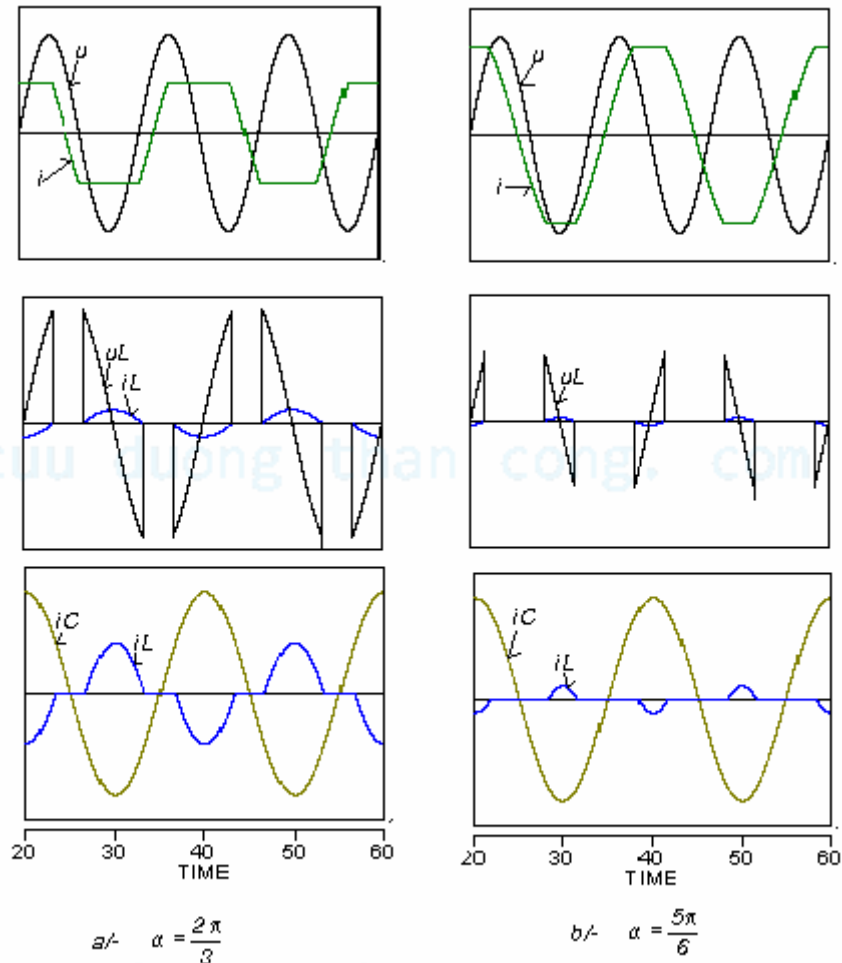
$$I_{bù} \left(\alpha = \frac{\pi}{2} \right) = 45,477 - 25,655 = 19,821 A$$

$$I_{bù}\left(\alpha = \frac{2\pi}{3}\right) = 45,477 - 20,246 = 25,230A$$

$$I_{bù}\left(\alpha = \frac{5\pi}{6}\right) = 45,477 - 13,802 = 31,674A$$

$$I_{bù}(\alpha = \pi) = 45,477 - 0 = 45,477A$$

Quá trình các đại lượng trong mạch bù nhuyến một pha hình H3.15) được vẽ minh họa trên hình H3.16 cho hai trường hợp $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ và $\alpha = \frac{5\pi}{6}$.



Ví dụ 3.5

Cho bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha, tải RL tần số nguồn ac $f=50\text{Hz}$. Xung kích được đưa vào mạch cổng của các SCR ở dạng chuỗi xung, bắt đầu từ vị trí góc kích α đến cuối nửa chu kỳ của bán kỳ đang xét. Kết luận gì về tính liên tục của dòng tải trong các trường hợp sau:

a/- $R = 10 \Omega$; $L = 0,01\text{H}$; $\alpha = \frac{\pi}{6}$

b/- $R = 1 \Omega$; $L = 0,01 \text{ H}$; $\alpha = \frac{\pi}{6}$

Cho $U = 220V$; $\omega = 314 \text{ rad/s}$

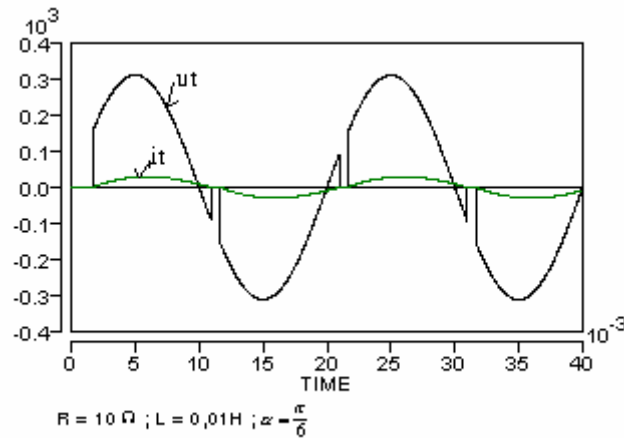
Giải:

a/-

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} = \arctg \frac{314 \cdot 0,01}{10} = 0,3042[\text{rad}]$$

$$\alpha = \frac{\pi}{6} = 0,523[\text{rad}] > \varphi$$

⇒ Dòng tải gián đoạn. Quá trình các đại lượng áp và dòng điện tải được vẽ trên H3.17.



H3.17

b/-

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} = \arctg \frac{314 \cdot 0,01}{1} = 1,262[\text{rad}]$$

$$\alpha = \frac{\pi}{6} = 0,523[\text{rad}] < \varphi$$

⇒ Dòng tải liên tục .

Ví dụ 3.6

Bộ biến đổi áp xoay chiều một pha được điều khiển theo phương pháp tỉ lệ thời gian. Cho biết áp nguồn xoay chiều có $U = 220V$, $\omega = 314 \text{ rad/s}$. Thời gian đóng 1s, thời gian ngắt 0,5s. Tải thuần trở $R = 50\Omega$

a/- Tính trị hiệu dụng điện áp tải và dòng tải

b/- Tính công suất tải

c/- Tính hệ số công suất nguồn

Giải:

a/- trị hiệu dụng áp tải: $U_t = U \cdot \sqrt{\frac{T_1}{T}} = 220 \cdot \sqrt{\frac{1}{1,5}} = 179,6[V]$

Do tải R nên trị hiệu dụng dòng tải $I_t = \frac{U_t}{R} = \frac{179,6}{50} = 3,592[A]$

b/- Công suất tải R:

$$P_R = \frac{U_t^2}{R} = \frac{179,6^2}{50} = 645,333[W]$$

c/- Hệ số công suất nguồn

$$\lambda = \frac{P_R}{S} = \frac{P_R}{U.I_t} = \frac{645,333}{220.3,592} = 0,8166$$

Bài tập:

- Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 480V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=50\Omega$. Góc kích $\alpha = 80^\circ$. Hãy xác định:
 - trị hiệu dụng áp tải;
 - công suất tải
 - hệ số công suất
 - trị hiệu dụng và trị trung bình dòng qua SCR
 - hệ số méo dạng dòng điện nguồn.
- Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 240V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=45\Omega$. Xác định góc kích để công suất tải bằng 800W.
- Một tải thuần trở tiêu thụ công suất 200W dưới tác dụng nguồn điện 120V, 50Hz. Thiết kế mạch cung cấp công suất 200W cho điện trở trên khi sử dụng nguồn lưới là 240V, 50Hz. Xác định giá trị điện áp đỉnh trên tải.
- Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 120V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=32\Omega$. Xác định phạm vi điều chỉnh góc kích để công suất tải thay đổi trong khoảng 200 đến 400W. Xác định phạm vi thay đổi hệ số công suất tương ứng.
- Thiết kế mạch cung cấp công suất từ 750W đến 1500W cho điện trở $R=30\Omega$. Cho biết nguồn lưới ac có trị hiệu dụng pha 240V, 50Hz. Xác định trị trung bình và trị hiệu dụng cực đại dòng điện đi qua SCR và giá trị điện áp đỉnh trên linh kiện.
- Thiết kế mạch cung cấp công suất không đổi bằng 1000W cho một tải điện trở có độ lớn R thay đổi trong phạm vi từ 20 đến 40Ω . Cho biết nguồn lưới ac có trị hiệu dụng pha 240V, 50Hz. Xác định trị trung bình và trị hiệu dụng cực đại dòng điện đi qua SCR và giá trị điện áp đỉnh trên linh kiện.
- Thiết kế mạch điều chỉnh chiếu sáng cho bóng đèn 120V, 100W. Nguồn điện lưới ac 120V, 50Hz. Xác định góc kích của triac để công suất đèn bằng a/-30W; b/-60W. Giả thiết cho rằng đèn hoạt động như tải thuần trở không đổi.
- Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha với linh kiện S1 là SCR và S2 là diode. S1 điều khiển với góc kích α .
 - xác định trị hiệu dụng áp tải theo hàm α và biên độ áp nguồn.
 - Phạm vi điều khiển áp trên tải.
- Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha với góc kích khác nhau cho các SCR: α_1 đối với SCR1 và α_2 đối với SCR2. Xác định trị hiệu dụng áp tải theo các tham số V_m , α_1 và α_2 .
- Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R-L với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 120V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=18\Omega$, $L=30\text{mH}$. Góc kích $\alpha = 80^\circ$. Hãy xác định:
 - quá trình dòng điện tải
 - trị hiệu dụng dòng điện tải
 - trị hiệu dụng dòng điện qua SCR

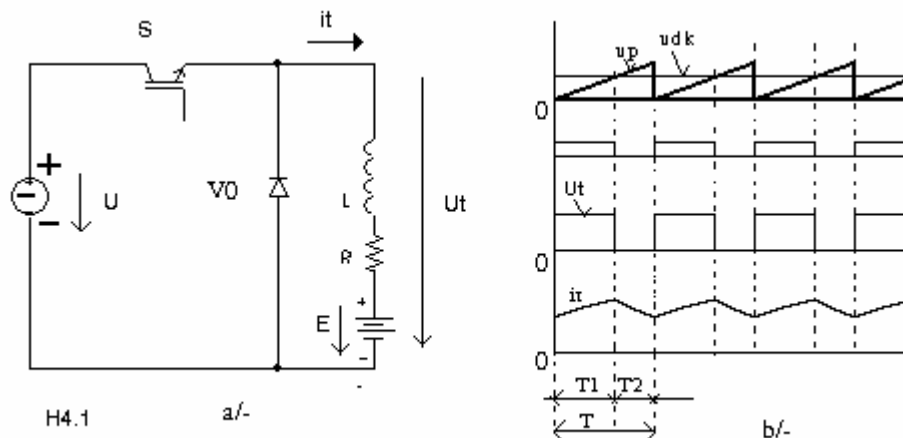
- d. công suất tiêu thụ của tải
11. Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R-L với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 120V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=22\Omega$, $L=18\text{mH}$. Góc kích $\alpha = 45^\circ$. Hãy xác định:
 - a. quá trình dòng điện tải
 - b. trị hiệu dụng dòng điện tải
 - c. trị hiệu dụng dòng điện qua SCR
 - d. công suất tiêu thụ của tải
 - e. vẽ dạng sóng điện áp tải và áp trên SCR
12. Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R-L với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 120V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=12\Omega$, $L=20\text{mH}$. Góc kích $\alpha = 115^\circ$. Hãy xác định trị hiệu dụng dòng điện tải
13. Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R-L với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 120V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=12\Omega$, $L=20\text{mH}$. Góc kích $\alpha = 60^\circ$.
 - a. Hãy xác định công suất tải tiêu thụ
 - b. Sử dụng Pspice để xác định công suất tải, chú ý chọn $R_{ON}=0,1\Omega$ trong mô hình SCR. Xác định độ méo dạng dòng điện nguồn từ kết quả mô phỏng.
14. Bộ biến đổi điện áp xoay chiều một pha tải R-L với thông số : nguồn ac có trị hiệu dụng áp pha 120V, $f=50\text{Hz}$, điện trở tải $R=15\Omega$, $L=15\text{mH}$. Sử dụng Pspice để xác định phạm vi điều chỉnh góc kích α để có thể thay đổi công suất tải trong phạm vi từ 400W đến 700W (có thể sử dụng lệnh thay đổi từng bước tham số)
15. Thiết kế mạch để cung cấp công suất 250W cho tải R-L nối tiếp với $R=24\Omega$, $L=35\text{mH}$. Nguồn ac 120V, 50Hz. Xác định trị hiệu dụng và trị trung bình dòng qua SCR và giá trị điện áp lớn nhất trên SCR.
16. Bộ biến đổi áp xoay chiều 3 pha cấp điện cho tải thuần trở, đấu dạng sao. Cho biết áp dây 3 pha bằng 480V, $f=50\text{Hz}$. Tải trở $R=35\Omega$. Sử dụng Pspice để xác định công suất tiêu thụ của tải cho từng trường hợp của góc kích như sau: $\alpha = 20^\circ; \alpha = 80^\circ; \alpha = 115^\circ$
17. Bộ biến đổi áp xoay chiều 3 pha cấp điện cho tải R-L nối tiếp, đấu dạng sao. Cho biết áp dây 3 pha bằng 240V, $f=50\text{Hz}$. Tải $R=16\Omega$, $L=50\text{mH}$. Góc kích $\alpha = 90^\circ$. Sử dụng Pspice để xác định công suất tiêu thụ của tải cho từng trường hợp và xác định khoảng dẫn của SCR trên đồ thị. Phân tích giải tích quá trình dòng điện ở xác lập.
18. Viết chương trình mô tả bộ biến đổi áp xoay chiều 3 pha với tải đấu dạng tam giác. Xác định trị hiệu dụng dòng điện qua tải và dòng điện qua nguồn. Cho biết trị hiệu dụng áp dây bằng 480V, điện trở tải $R=25\Omega$ và góc kích $\alpha = 45^\circ$. Xác định đồ thị dòng i_{ab} và i_a .

CHƯƠNG BỐN

BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU

Bộ biến đổi điện áp một chiều dùng để điều khiển trị trung bình điện áp một chiều ở ngõ ra từ một nguồn điện áp một chiều không đổi. Điện áp trên tải có dạng xung tạo thành từ quá trình đóng ngắt liên tục nguồn điện áp một chiều không thay đổi vào tải. Do đó, bộ biến đổi còn được gọi là bộ biến đổi điện áp một chiều dạng xung.

4.1 BỘ GIẢM ÁP

*** Sơ đồ cấu tạo và nguyên lý hoạt động.**

Mạch bộ giảm áp gồm nguồn điện áp một chiều không đổi U mắc nối tiếp với tải qua công tắc S . Tải một chiều tổng quát gồm RL và sức điện động E (ví dụ động cơ một chiều). Diode không V_0 mắc đối song với tải (hình H4.1a).

Nguồn một chiều có thể lấy từ acquy, pin điện, hoặc từ nguồn áp xoay chiều qua bộ chỉnh lưu không điều khiển và mạch lọc. Công tắc S có chức năng điều khiển đóng và ngắt được dòng điện đi qua nó. Do tính năng trên nên công tắc S phải là linh kiện tự chuyển mạch, chẳng hạn transistor (BJT, MOSFET, IGBT), GTO hoặc ở dạng kết hợp gồm thyristor (SCR) với bộ chuyển mạch.

Tải một chiều hay gặp trong thực tế là động cơ một chiều.

Phân tích: (hình H4.1b)

Việc phân tích thực hiện với giả thiết dòng điện qua tải liên tục. Do cấu tạo mạch chỉ chứa công tắc S với hai trạng thái hoạt động là đóng và ngắt dòng điện nên ta phân tích mạch theo hai trạng thái cơ bản này.

Trạng thái đóng S : thời gian đóng T_1 , dòng điện dẫn từ nguồn U khép kín qua mạch gồm (U, S, R, L, E) . Phương trình biểu diễn trạng thái hoạt động của tải:

$$\begin{aligned} u_t &= U \\ u_t &= R \cdot i_t + L \frac{di_t}{dt} + E \end{aligned} \quad (4.1)$$

Chọn thời điểm ban đầu $t_0=0$ và ta có:

$$i_t(t_0) = i_{t0} = i_0$$

Giải hệ phương trình vi phân trên, ta có nghiệm dòng điện đi qua tải dưới dạng :

$$i_t(t) = \frac{U-E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.2)$$

với $\tau = \frac{L}{R}$ là hằng số thời gian mạch tải.

Tại cuối khoảng dẫn T_1 , ta có: $i_{t1}=i_t(T_1)=i_1$

Quá trình dòng điện tải có dạng tăng theo hàm mũ.

Trạng thái ngắt S -khoảng thời gian ($T_1 < t < T$): khoảng thời gian ngắt là T_2 . Do bị kích ngắt nên dòng qua S triệt tiêu. Mạch tải có chứa L nên dòng qua nó không thể thay đổi đột ngột được. Do tính liên tục của dòng điện qua tải chứa L, dòng tải i_t tiếp tục đi theo chiều cũ và khép kín qua diode không V_0 thuận chiều đang dẫn của nó. Phương trình mô tả trạng thái mạch (V_0, RLE):

$$u_t = 0$$

$$u_t = R \cdot i_t + L \frac{di_t}{dt} + E \quad (4.3)$$

Điều kiện ban đầu của (4.3): từ (4.2), dòng điện tải i_t đạt giá trị tại thời điểm $t=T_1$:

$$i_1 = i_t(t_0 + T_1) = i_t(T_1) = \frac{U-E}{R} \left(1 - e^{-\frac{T_1}{\tau}} \right) + i_0$$

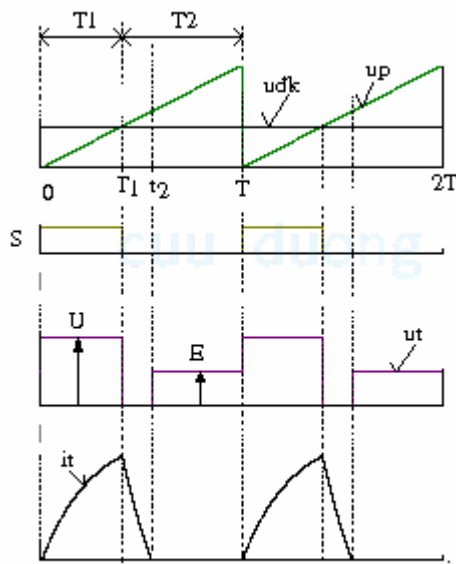
Giải phương trình (4.3) chứa nghiệm dòng điện tải i_t ta có:

$$i_t(t) = \frac{-E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t-T_1}{\tau}} \right) + i_1 \cdot e^{-\frac{t-T_1}{\tau}} \quad (4.4)$$

Dòng điện có quá trình giảm theo hàm mũ:

Tại cuối khoảng thời gian T_2 , công tắc S lại được kích đóng. S dẫn điện làm điện áp nguồn U tác dụng lên diode không V_0 như điện áp ngược nên ngắt dòng qua nó. Trạng thái S đóng được phân tích như ở phần trên.

Chế độ dòng tải gián đoạn: Khi $E=0$, dòng điện tải luôn liên tục. Khi $E>0$, dòng điện tải có thể liên tục hoặc gián đoạn. Khoảng thời gian dòng điện tải gián đoạn phụ thuộc vào các giá trị của tham số điều khiển (T_1, T_2) và tham số tải (RLE).



H4.2

Ở chế độ dòng gián đoạn (hình H4.2), khoảng thời gian dòng gián đoạn ($i_t=0$) xuất hiện trong thời gian ngắt công tắc S. Trong thời gian đóng S, dòng điện tải liên tục được mô tả bởi phương trình (4.1) và (4.2) bắt đầu từ giá trị $i_t(0)=i_0=0$.

Trong giai đoạn đầu của thời gian ngắt công tắc S ($T_1 < t < t_2$): dòng điện tải liên tục giảm và trạng thái mạch được mô tả bởi phương trình (4.3) và (4.4). Nghiệm dòng điện tải theo hệ thức (4.4) giảm và đạt giá trị 0 tại thời điểm t_2 thỏa mãn điều kiện:

Điện tử công suất 1

$$i_t(t_2) = \frac{-E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_2 - T_1}{\tau}} \right) + i_1 \cdot e^{-\frac{t_2 - T_1}{\tau}} = 0; \quad T_1 < t_2 < T \quad (4.5)$$

Giải phương trình (4.5), ta xác định được giá trị t_2 :

$$t_2 = \tau \cdot \ln \left[\frac{U}{E} \left(e^{T_1/\tau} - 1 \right) + 1 \right] \quad (4.6)$$

Giai đoạn dòng tải gián đoạn ($t_2 < t < T$): điện áp trên tải bằng E.

Trị trung bình điện áp trên tải: dễ dàng dẫn giải điện áp trung bình trên tải theo hệ thức (4.7):

$$U_t = U \cdot \frac{T_1}{T} + E \cdot \frac{T - t_2}{T} = U \cdot \gamma + E \cdot \left(1 - \frac{t_2}{T} \right); \quad \gamma = \frac{T_1}{T} \quad (4.7)$$

Hệ quả:

Với chế độ dòng điện qua tải liên tục, ta có:

- Điện áp trên tải có dạng xung thay đổi giữa hai giá trị 0 và +U;
- Bằng cách thay đổi tỉ số $\gamma = \frac{T_1}{T}$ giữa T_1 : thời gian đóng S và T: chu kỳ đóng ngắt ($T = T_1 + T_2$), ta điều khiển trị trung bình áp tải và dòng tải theo các hệ thức :

$$U_t = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_t \cdot dt = \frac{U \cdot T_1 + 0 \cdot T_2}{T} = U \cdot \frac{T_1}{T} = U \cdot \gamma; \quad \gamma = \frac{T_1}{T} \quad (4.8)$$

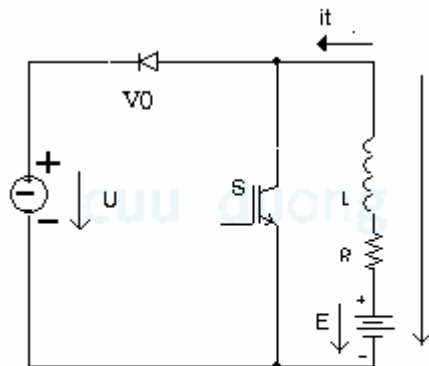
$$\text{Do } 0 \leq \gamma = \frac{T_1}{T} \leq 1 \Rightarrow 0 \leq U_t \leq U$$

$$I_t = \frac{U_t - E}{R} \quad (4.9)$$

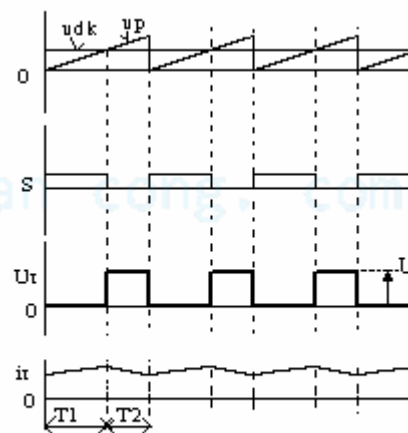
Ở chế độ dòng tải gián đoạn, các quá trình điện áp và dòng điện được mô tả bởi các hệ thức và phương trình (4.1),(4.2),...(4.7) và (4.9)

Bộ giảm áp dùng làm nguồn điện áp cho truyền động điện động cơ một chiều, làm bộ phận nguồn cho bộ biến tần áp, bộ biến tần dòng điện .

4.2 - BỘ TĂNG ÁP



H4.3



H4.4

*** Sơ đồ cấu tạo và nguyên lý hoạt động.**

Khi thực hiện hãm tái sinh động cơ một chiều, năng lượng từ nguồn điện áp thấp (sức điện động E) được trả lại nguồn điện áp lớn hơn (nguồn một chiều U), điều này có thể thực hiện nhờ hoạt động của bộ tăng áp (hình H4.3).

Điều kiện để mạch hoạt động là $E < U$ và nguồn U có khả năng tiếp nhận năng lượng do tải trả về. Tải một chiều phải chứa nguồn dự trữ năng lượng (sức điện động E) và cảm kháng. Công tắc S thuộc dạng tự chuyển mạch được như trường hợp bộ giảm áp. Diode V_0 cho phép dòng điện dẫn theo chiều từ tải về nguồn và ngăn dòng điện đi theo chiều ngược lại.

Phân tích hoạt động mạch bộ tăng áp ở chế độ dòng điện tải liên tục và mạch ở xác lập (hình H4.4):

Trạng thái đóng S- khoảng thời gian ($0 < t < T_1$). Dòng điện khép kín qua mạch (RLE, S). Phương trình mô tả trạng thái S đóng :

$$u_t = 0$$

$$u_t = -R \cdot i_t - L \frac{di_t}{dt} + E \quad (4.10)$$

$$i_t(t_0) = i_t(0) = i_0 \text{ - với giả thiết thời điểm đầu chu kỳ khảo sát } t_0 = 0.$$

Dòng điện qua tải i_t tăng theo hàm mũ. Hệ thức biểu diễn dòng điện tải có dạng:

$$i_t(t) = \left(\frac{E}{R} - i_0 \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_0 \quad (4.11)$$

Tại thời điểm cuối khoảng đang xét, ta có $t = T_1$ và $i_t(T_1) = i_1$; $\tau = \frac{L}{R}$

Năng lượng do sức điện động E phát ra một phần tiêu hao trên điện trở, phần còn lại dự trữ trong cuộn kháng L.

Trạng thái V_0 - khoảng thời gian ($T_1 < t < T$): Công tắc S bị kích ngắt trong khoảng thời gian T_2 . Dòng qua công tắc S triệt tiêu. Do tính liên tục của dòng qua tải chứa L nên dòng tải tiếp tục dẫn điện theo chiều cũ và khép kín qua diode V_0 và nguồn U.

Phương trình mô tả trạng thái mạch (U, V_0 , RLE)

$$u_t = U$$

$$u_t = -R \cdot i_t - L \frac{di_t}{dt} + E \quad (4.12)$$

Tại thời điểm đầu khoảng đang xét, dòng điện tải có giá trị $i_t(T_1) = i_1$

Nghiệm dòng điện tải của (4.9) giảm theo hàm mũ, cho bởi hệ thức:

$$i_t(t) = \left(\frac{E - U}{R} - i_1 \right) \left(1 - e^{-\frac{t - T_1}{\tau}} \right) + i_1 \quad (4.13)$$

Cuộn kháng giải phóng một phần năng lượng dự trữ. Sức điện động E ở chế độ phát năng lượng. Cả hai năng lượng này được đưa về nguồn U một phần, phần còn lại tiêu hao trên điện trở tải.

Hệ quả:

- Điện áp tải thay đổi theo dạng xung giữa hai giá trị +U và 0.

Điện tử công suất 1

- Bằng cách thay đổi tỉ số γ giữa T_1 : thời gian đóng S và $T = T_1 + T_2$: chu kỳ đóng ngắt S , ta điều khiển công suất phát từ nguồn E cũng như công suất trả về nguồn U . Có thể xác định độ lớn chúng thông qua trị trung bình điện áp và dòng điện tải.

$$U_t = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_t \cdot dt = \frac{0 \cdot T_1 + U \cdot T_2}{T} = U \cdot \frac{T_2}{T} = U \cdot (1 - \gamma); \quad \gamma = \frac{T_1}{T} \quad (4.14)$$

$$\text{Do } 0 \leq \gamma = \frac{T_1}{T} \leq 1 \Rightarrow 0 \leq U_t \leq U$$

$$I_t = \frac{-U_t + E}{R} \quad (4.15)$$

Nếu thay đổi vai trò giữa U và tải: gọi tải U_t là nguồn cấp năng lượng và U là tải nhận năng lượng, ta có:

$$U = \frac{U_t}{1 - \gamma} > U_t \quad (4.16)$$

Điện áp tải lớn hơn áp nguồn nên ta gọi đây là bộ tăng áp.

4.3 CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU

4.3.1 ĐIỀU KHIỂN VỚI TẦN SỐ ĐÓNG NGẮT KHÔNG ĐỔI

Chu kỳ đóng ngắt $T = T_1 + T_2$ không thay đổi. Điện áp trung bình của tải được điều khiển thông qua sự phân bố khoảng thời gian đóng T_1 và ngắt công tắc T_2 trong chu kỳ T . Đại lượng đặc trưng khả năng phân bố chính là tỉ số $\gamma = T_1 / T$

Kỹ thuật điều khiển tỉ số γ có thể thực hiện dựa vào hai tín hiệu cơ bản: sóng mang dạng răng cưa u_p và sóng điều khiển một chiều u_{dk} .

Hai dạng sóng này được đưa vào bộ so sánh và tín hiệu ngõ ra được dùng để kích đóng công tắc S .

Sóng mang có tần số không đổi và bằng tần số đóng ngắt công tắc S . Tần số thành phần xoay chiều hài cơ bản của điện áp tải bằng tần số cố định này. Do đó, sóng điện áp tạo thành dễ lọc.

Sóng điều khiển một chiều có độ lớn tỉ lệ với điện áp trung bình trên tải.

Xét bộ giảm áp (hình H4.1a,b)

Gọi U_{PM} là biên độ sóng mang dạng răng cưa, u_{dk} là độ lớn sóng điều khiển một chiều; U là điện áp nguồn một chiều không đổi.

Từ giản đồ kích đóng S và các quá trình điện áp ở chế độ dòng liên tục, ta dễ dàng xác định hệ thức tính áp tải trung bình theo áp điều khiển:

$$U_t = U \cdot \frac{u_{dk}}{U_{PM}} \quad (4.17)$$

Phương pháp điều khiển với tần số sóng mang không đổi thường được sử dụng trong thực tiễn.

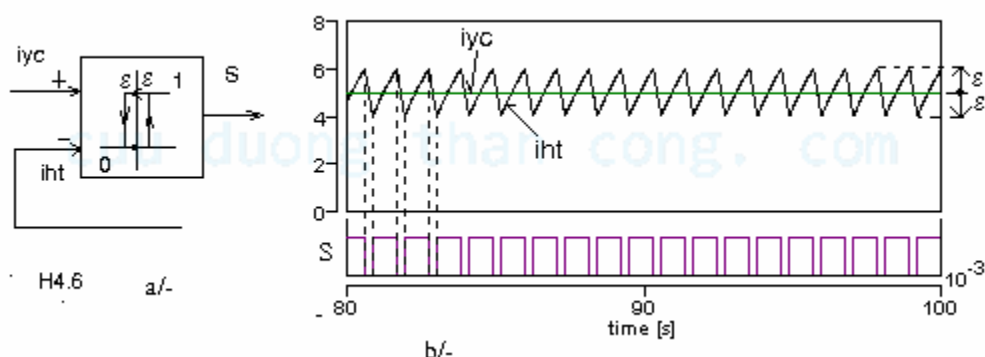
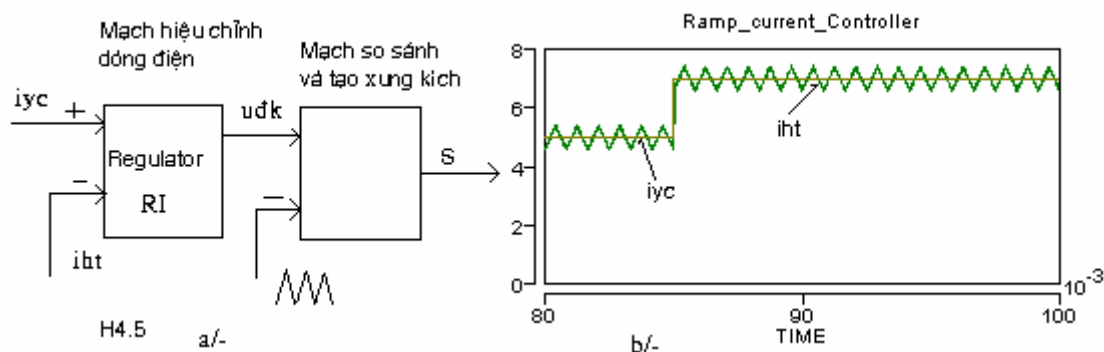
4.3.2 ĐIỀU KHIỂN THEO DÒNG ĐIỆN TẢI YÊU CẦU

Trong trường hợp tải động cơ một chiều, việc điều khiển moment động cơ thông qua điều khiển dòng điện (tỉ lệ với moment). Để hiệu chỉnh dòng điện trong phạm vi cho phép, ta có thể sử dụng phương pháp điều khiển theo dòng điện. Theo đó, công tắc S sẽ đóng ngắt sao cho dòng điện tải đo được và dòng điện yêu cầu có giá trị bằng nhau.

Kỹ thuật điều khiển theo dòng điện được giải quyết như trong bộ nghịch lưu áp (xem phần nghịch lưu áp - điều khiển theo dòng điện).

Ví dụ: xét bộ giảm áp chứa mạch điều khiển với tần số đóng ngắt không đổi.

Trong cấu trúc mạch điều khiển dòng điện sử dụng khâu hiệu chỉnh dòng điện R_I , tín hiệu điện áp điều khiển từ ngõ ra của khâu hiệu chỉnh dòng sẽ được so sánh với sóng mang dạng răng cưa. Kết quả so sánh tạo thành xung kích đóng hoặc ngắt công tắc S (H4.5).



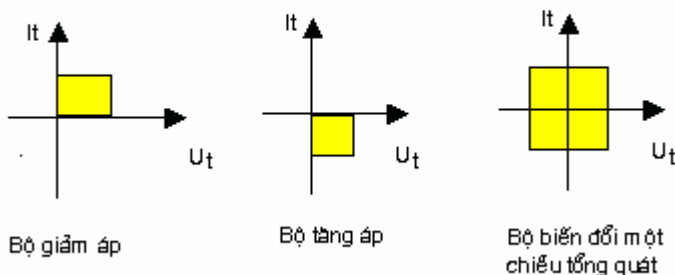
Trong cấu trúc mạch điều khiển sử dụng phần tử phi tuyến dạng mạch trễ (hình H4.6), dòng điện tải (i_{ht}) được điều khiển với độ sai biệt Δi so với dòng điện đặt (i_{yc}). Độ lớn Δi thiết lập từ đặc tính mạch trễ. Khi Δi đủ nhỏ, mạch điều khiển tác dụng lên bộ biến đổi làm nó hoạt động như nguồn dòng điện. Tính chất này được áp dụng trong các hệ thống chứa khâu hiệu chỉnh dòng điện.

Tuy nhiên, mạch sẽ không điều khiển được khi độ sai biệt cho phép lớn hơn giá trị dòng điện yêu cầu. Do đó, hệ thống không hoạt động ở chế độ dòng điện gián đoạn.

4.4 - BỘ BIẾN ĐỔI MỘT CHIỀU KÉP

Bộ giảm áp và bộ tăng áp là các bộ biến đổi đơn, chúng chỉ cho phép tải hoạt động trong một phần tư mặt phẳng V-A của tải (hình H4.7).

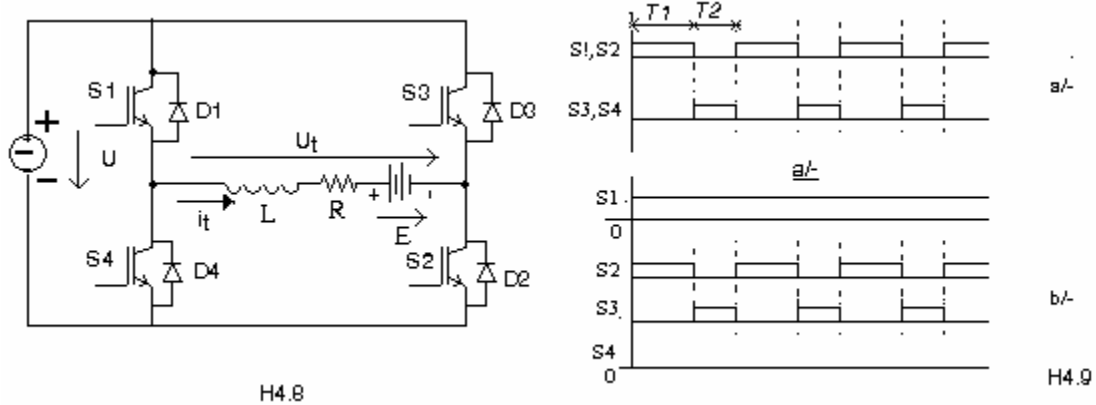
Phạm vi hoạt động của tải được cấp nguồn bởi chopper



Để mở rộng phạm vi hoạt động của tải ra các phần tư mặt phẳng VA khác, ta sử dụng bộ biến đổi một chiều kép.

4.4.1 BỘ BIẾN ĐỔI KÉP DẠNG TỔNG QUÁT

Sơ đồ bộ biến đổi kép tổng quát dạng mạch cầu được vẽ trên hình H4.8. Mạch gồm nguồn áp một chiều U mắc vào 4 công tắc S_1, S_2, S_3, S_4 đấu ở dạng mạch cầu.



Mỗi công tắc có một diode mắc đối song với nó. Các cặp công tắc (S_1, S_4) , (S_2, S_3) là những công tắc cùng pha tải. Hai công tắc trong mỗi cặp công tắc này có thể điều khiển theo qui tắc đối nghịch (1 kích đóng, 1 kích ngắt). Khi đó, dòng qua tải luôn liên tục nếu tải có chứa L .

Giản đồ kích đóng các công tắc được biểu diễn trên hình (H4.9). Hiệu suất làm việc theo dạng hình H4.9b cao hơn. Với cùng độ lớn áp trung bình của tải, độ nhấp nhô dòng tải thấp hơn.

Điện áp trung bình trên tải thu được từ giản đồ kích đóng hình H4.9a:

$$U_t = U \cdot \left(\frac{2T_1}{T} - 1 \right) = U \cdot (2\gamma - 1) \quad (4.18)$$

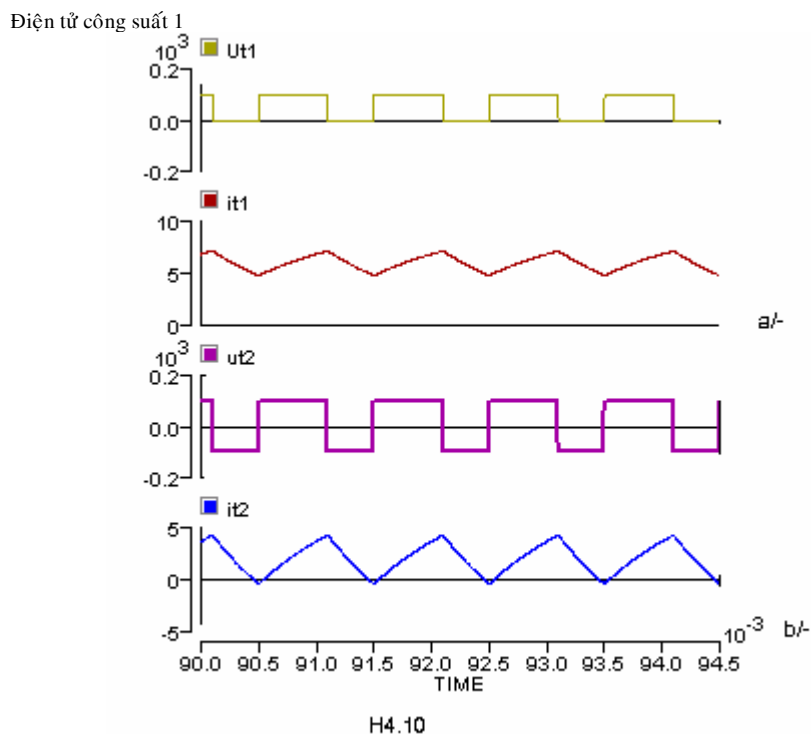
và theo giản đồ đóng ngắt hình H4.9b:

$$U_t = U \cdot \frac{T_1}{T} = U \cdot \gamma \quad (4.19)$$

Bằng cách thay đổi tỉ lệ thời gian đóng và ngắt các công tắc, trị trung bình điện áp tải (và dòng điện tải) đổi dấu.

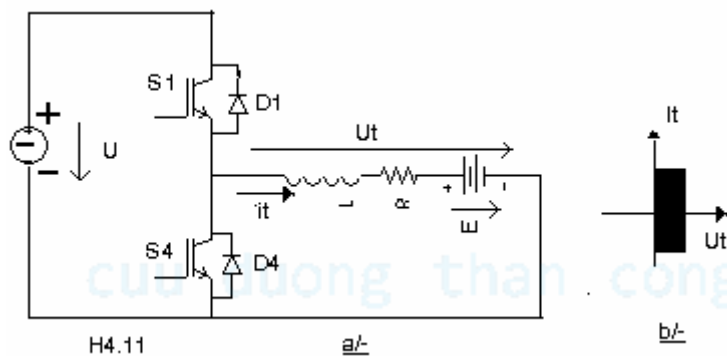
Đặc tính V-A của bộ biến đổi kép tổng quát vẽ trên hình H4.7

Dạng sóng áp và dòng điện khi kích các công tắc theo giản đồ H4.9 được vẽ trên hình H4.10

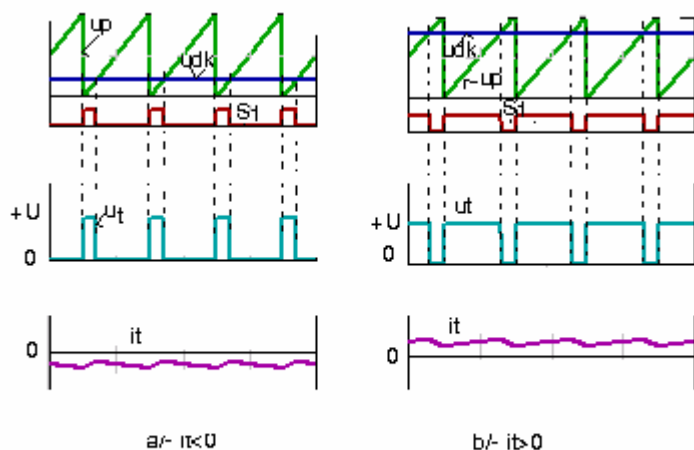


4.4.2 - BỘ BIẾN ĐỔI KÉP DẠNG ĐẢO DÒNG

Nếu trong mạch bộ biến đổi kép tổng quát, công tắc S_2 luôn ở trạng thái kích đóng, dòng điện qua tải sẽ không đi qua S_3 hoặc diode D_3 nên nhánh mạch này trong quá trình phân tích có thể loại bỏ. Do S_2 ở trạng thái kích đóng nên tùy theo chiều dòng điện tải mà S_2 hoặc D_2 dẫn điện. Nhánh mạch này (S_2, D_2) luôn ở trạng thái đóng. Do đó, mạch bộ biến đổi kép tổng quát có thể đơn giản thành dạng bộ biến đổi một chiều kép dạng đảo dòng (hình H4.11).



Giản đồ kích đóng các công tắc S_1, S_4 theo qui tắc kích đối nghịch được vẽ minh họa trên hình (H4.12). Điện áp tạo thành trên tải có giá trị không âm, thay đổi giữa $+U$ và 0 tùy thuộc vào trạng thái kích S_1 hoặc S_4 . Nếu tải có nguồn dự trữ năng lượng (ví dụ động cơ một chiều), bằng cách thay đổi tỉ số thời gian kích đóng của hai công tắc S_1, S_4 , ta có thể điều khiển đảo chiều dòng điện qua tải. Ở trạng thái đó, tải trở thành nguồn phát, đưa năng lượng trở về nguồn. Dạng sóng điện áp và dòng điện vẽ trên hình H4.12



H4.12

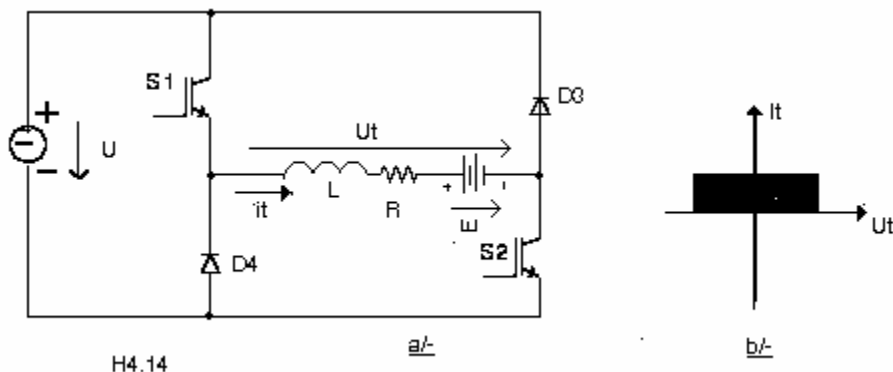
Trị trung bình điện áp trên tải:

$$U_t = U \cdot \frac{T_1}{T} = U \cdot \gamma \quad (4.20)$$

Đặc tính V-A của bộ biến đổi kép dạng đảo dòng vẽ trên hình H4.11b

4.4.3 - BỘ BIẾN ĐỔI KÉP DẠNG ĐẢO ÁP

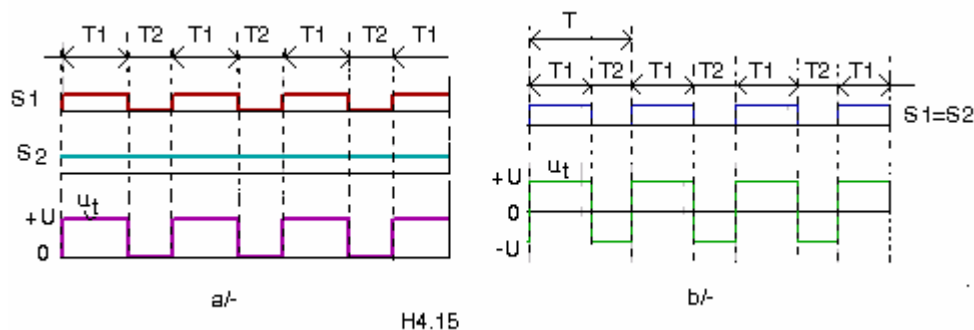
Nếu trong sơ đồ bộ biến đổi kép tổng quát, ta loại bỏ các diode D_1, D_2 và công tắc S_3, S_4 , ta có bộ biến đổi kép dạng đảo điện áp (hình H4.14)



H4.14

Do cấu trúc của các cặp công tắc cùng pha không còn ở dạng đầy đủ, tính liên tục hoặc gián đoạn của dòng điện tải phụ thuộc vào trạng thái mạch tải (tham số R, L, E và giá trị dòng điện i_t) và thời gian đóng ngắt các công tắc.

Giả thiết dòng tải liên tục, một vài giản đồ kích đóng các công tắc và đồ thị điện áp trên tải được vẽ trên hình H4.15a, H4.15b.



Giản đồ kích H4.15a cho hiệu suất làm việc của mạch tốt hơn, độ nhấp nhô dòng điện nhỏ. Do đó, chất lượng dòng điện tốt hơn.

Điện áp trung bình trên tải đạt được từ giản đồ kích đóng H4.15a:

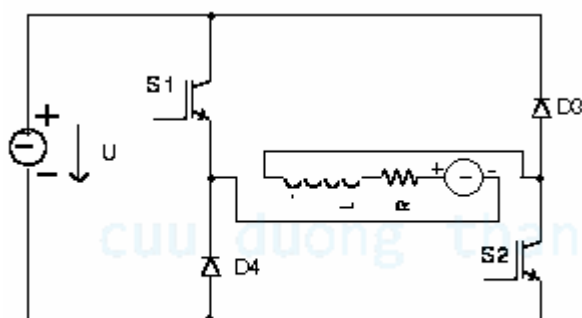
$$U_t = U \cdot \frac{T_1}{T} = U \cdot \gamma \quad (4.21)$$

Và từ giản đồ kích đóng hình H4.15b:

$$U_t = U \cdot \left(\frac{2T_1}{T} - 1 \right) = U \cdot (2\gamma - 1) \quad (4.22)$$

Nếu tải chứa nguồn dự trữ năng lượng, ví dụ sức điện động E của động cơ dc, công suất tải có thể trả về nguồn một chiều theo hai phương án. Với phương án thứ nhất, sức điện động E được đổi dấu (chẳng hạn thay đổi chiều dòng kích từ) và theo sơ đồ hình H4.14 tải trở thành nguồn phát. Để có thể nhận năng lượng từ tải đưa về, điện áp ngõ ra của bộ biến đổi công suất u_t được điều chỉnh đến giá trị âm. Tốc độ đưa công suất về nguồn phụ thuộc vào độ lớn dòng điện tải thiết lập trong mạch. Với phương án thứ hai, chiều của sức điện động E được duy trì và dòng điện qua E sẽ được đảo dấu. Để làm được điều đó, các vị trí đầu dây của tải được đảo lại khi đấu vào ngõ ra của bộ biến đổi công suất (hình H4.16). Ở trạng thái xác lập, để có thể nhận công suất từ tải đưa về, điện áp ngõ ra của bộ biến đổi được điều khiển đến giá trị âm tương tự như ở phương án thứ nhất.

Chiều điện áp ngõ ra có thể thực hiện đổi dấu bằng cách thay đổi thời gian đóng ngắt các công tắc (hình H4.15b).



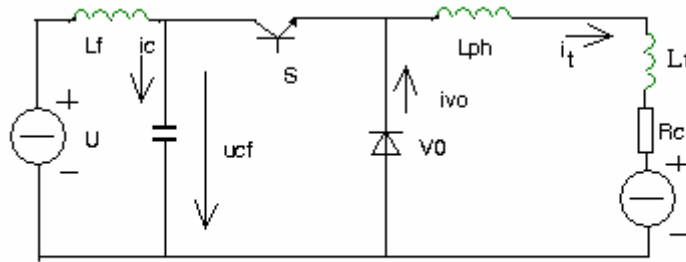
Đặc tính làm việc của tải bộ biến đổi kép dạng đảo điện áp được vẽ trên hình H4.14b

4.5 MẠCH LỘC CHO BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU

4.5.1 MẠCH LỘC ĐIỆN ÁP NGỒ VÀO

Trong hoạt động của các bộ biến đổi điện áp một chiều, dòng điện qua nguồn điện áp U thay đổi dạng xung với tần số sóng hài cơ bản của dòng bằng tần số đóng ngắt công tắc. Khi nguồn chứa cảm kháng trong L_s hoặc chiều dài dây dẫn đấu từ nguồn đến bộ biến đổi tạo nên cảm kháng đường dây không thể bỏ qua, việc thay đổi dòng điện qua nguồn dạng xung sẽ tạo nên phản điện áp trên cảm kháng L_s . Do đó, điện áp nguồn cung cấp thực tế cho bộ biến đổi bị biến dạng và bị sụt áp. Để hạn chế sự biến dạng của áp nguồn một chiều, ở ngõ vào

của bộ biến đổi được trang bị mạch lọc C hoặc LC (hình H4.17).



H4.17

Để đơn giản việc tính toán mạch lọc, ta giả thiết dòng tải i_t không đổi. Do tần số đóng ngắt công tắc S lớn nên ta có thể giả thiết dòng điện i qua nguồn không đổi trong chu kỳ đóng ngắt. Độ lớn điện áp trên tụ C_f giả thiết có giá trị U_{cmin} đạt được ở cuối khoảng thời gian T_1 .

Ta xét một chu kỳ làm việc ở xác lập.

$$\text{Năng lượng do nguồn } U \text{ cung cấp: } W_{ng} = U \cdot I \cdot T \quad (4.23)$$

$$\text{Năng lượng tải tiêu thụ } W_t = U_t \cdot I_t \cdot T \quad (4.24)$$

Do $U_t = \gamma U$ và $W_{ng} = W_t$ nên suy ra :

$$I = \gamma \cdot I_t \quad (4.25)$$

Tụ lọc C_f tích điện trong khoảng thời gian T_2 bởi dòng điện $i_c = i$ làm điện áp trên nó tăng từ U_{cmin} đến U_{cmax} . Ta có:

$$u_{cmax} - u_{cmin} = \frac{1}{C_f} \cdot \int_{T_1}^T i_c \cdot dt = \frac{I}{C_f} \int_{T_1}^T dt = \frac{I(T - T_1)}{C_f} \quad (4.26)$$

Thay hệ thức tính I ta được :

$$u_{cmax} - u_{cmin} = \Delta U_c = \frac{I_t}{C_f} \cdot \gamma \cdot (T - T_1) = \frac{I_t}{C_f \cdot f} (1 - \gamma) \cdot \gamma \quad (4.27)$$

Nếu điều khiển bộ biến đổi theo phương pháp tần số không đổi $f = \text{const}$ và do $\gamma \cdot (1 - \gamma) \leq 1/4$ khi $0 \leq \gamma \leq 1$, nên ta suy ra:

$$\Delta U_c < \frac{I_t}{4.C_f.f} < \Delta U_{c \max} \quad (4.28)$$

Chọn $I_t = I_{t\max}$. Ta có:

$$C_f > \frac{I_{t \max}}{4.f.\Delta U_{c \max}} \quad (4.29)$$

Nếu ta điều khiển bộ biến đổi theo dòng điện yêu cầu, ta có thể dẫn giải gần đúng :

$$\Delta U_c < \frac{I_{t \max}.L.\Delta i_{t \max}}{U.Cf} < \Delta U_{c \max} \quad (4.30)$$

Từ đó:

$$C_f > \frac{I_{t \max}.L.\Delta i_{t \max}}{U.\Delta U_{c \max}} \quad (4.31)$$

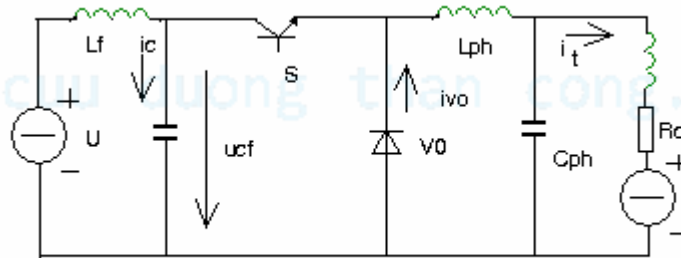
L là cảm kháng mạch tải ($L = L_{ph} + L_t$) và Δi_{\max} là độ nhấp nhô lớn nhất cho phép của dòng điện tải.

Cảm kháng L_s của nguồn và tụ C_f hình thành dạng mạch cộng hưởng với tần số riêng f_r . Tần số đóng ngắt công tắc S phải tránh chọn ở lân cận tần số này. Thực tế, có thể lấy giá trị f thỏa mãn điều kiện $f > (2-3).f_r$.

Trường hợp sử dụng mạch nguồn không đổi như acquy, pin, ta không cần thiết sử dụng mạch lọc.

4.5.2 MẠCH LỌC ĐIỆN ÁP NGÕ RA

Điện áp ngõ ra của bộ biến đổi áp một chiều có dạng xung. Thành phần xoay chiều của điện áp ra tác dụng làm dòng điện tải bị nhấp nhô. Tương tự như trường hợp bộ chỉnh lưu, dòng tải có thể phân tích làm hai thành phần: thành phần dòng trung bình và thành phần dòng xoay chiều. Thành phần xoay chiều của dòng điện tải gây bất lợi cho hoạt động mạch tải có thể hạn chế bằng cách tăng tần số sóng hài cơ bản của nó, tăng cảm kháng mạch tải hoặc dùng tụ lọc (hình H4.18)



H4.18

Mạch lọc chứa tụ có thể áp dụng cho tải công suất nhỏ và cảm kháng L_{ph} cho mạch tải công suất lớn hơn.

Trường hợp sử dụng cảm kháng phụ L_{ph}

Do tác dụng lọc của cuộn kháng lọc L_{ph} , điện áp trực tiếp tác động trên tải u_t bị nắn gần phẳng.

Để xác định độ lớn của L_{ph} từ điều kiện độ nhấp nhô cho phép của dòng điện tải, ta phân tích quá trình dòng điện qua tải i_t phụ thuộc vào tham số mạch, áp nguồn và tần số đóng ngắt f .

Kết quả phân tích xác định độ nhấp nhô dòng điện :

$$\Delta i = i_{t \max} - i_{t \min} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_1}{T}}}{1 - e^{-\frac{T}{T}}} \left(1 - e^{-\frac{T_2}{T}} \right) \quad (4.32)$$

$$\text{với } T = \frac{1}{f}$$

T_1, T_2 lần lượt là thời gian đóng và ngắt công tắc S .

$$\tau = \frac{L}{R}, \quad L = L_{ph} + L_t \quad (4.33)$$

Khi $\frac{T}{\tau}$ nhỏ, tức $\frac{L \cdot f}{R}$ đủ lớn, ta dùng phân tích chuỗi Mac Laurin.

Kết quả cho ta:

$$\Delta i \approx \frac{U}{f \cdot L} \gamma (1 - \gamma) < \frac{U}{4 \cdot f \cdot L} \quad (4.34)$$

Để ý rằng hàm $\gamma (1 - \gamma)$ đạt cực đại bằng $\frac{1}{4}$ khi $\gamma = \frac{1}{2}$, ta có:

$$\Delta i < \frac{U}{4 \cdot f \cdot L} \quad (4.35)$$

Điều kiện $\Delta i < \Delta i_{\max}$ luôn thỏa mãn, nếu như ta có: $\frac{U}{4 \cdot f \cdot L} < \Delta i_{\max}$ (4.36)

Từ đó, ta xác định L theo điều kiện:

$$L = L_{ph} + L_t > \frac{U}{4 \cdot f \cdot \Delta i_{\max}} \quad (4.37)$$

Việc xác định độ lớn L có thể đơn giản hơn nếu ta để ý trị hiệu dụng thành phần xoay chiều dòng tải có thể tính gần đúng theo hệ thức:

$$I_{\sigma} \approx I_{\sigma(t)} = \frac{U_{\sigma(t)}}{\sqrt{R^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)^2}} \approx \frac{U_{\sigma}}{\sqrt{R^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)^2}} \quad (4.38)$$

U_{σ}, I_{σ} là trị hiệu dụng thành phần xoay chiều của điện áp và dòng tải.

$U_{\sigma(1)}, I_{\sigma(1)}$ là trị hiệu dụng thành phần xoay chiều hài cơ bản của điện áp và dòng tải.

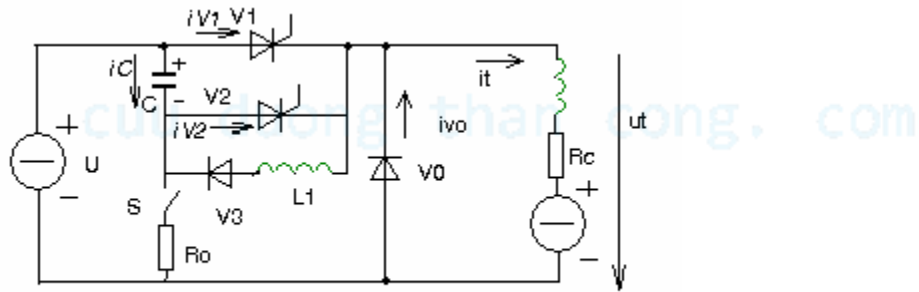
Xét bộ giảm áp, dạng áp tải chứa thành phần xoay chiều:

$$U_{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_t - U_t)^2 .dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{T_1} (U - \gamma .U)^2 dt + \int_{T_1}^T (-\gamma .U)^2 dt \right]} = \sqrt{\gamma(1-\gamma)} .U \quad (4.39)$$

Giá trị cực đại của U_{σ} xảy ra khi $\gamma = \frac{1}{2}$.

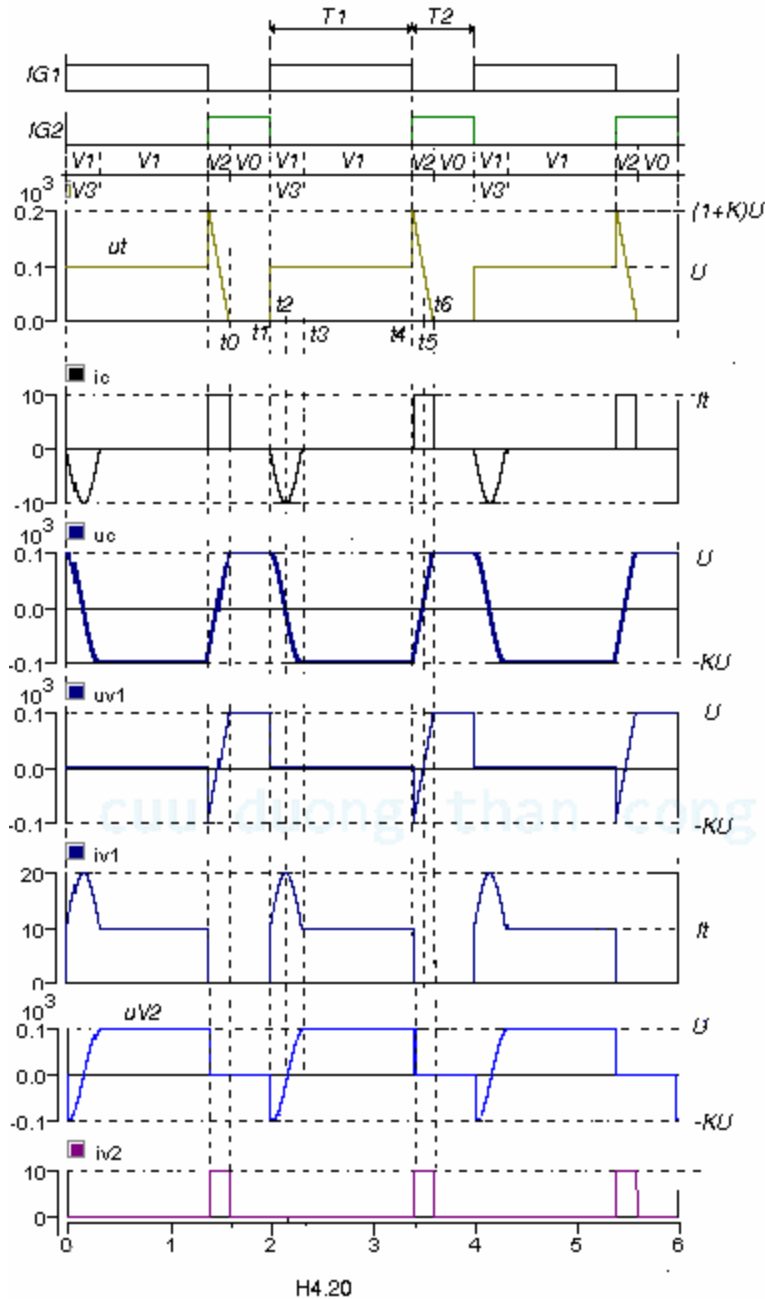
4.6 BỘ GIẢM ÁP DÙNG SCR VÀ MẠCH TẮT CƯỜNG BỨC

Công tắc S trong bộ biến đổi một chiều phải thuộc loại linh kiện điều khiển ngắt dòng được như transistor BJT, MOSFET, IGBT hoặc GTO. Trong trường hợp công suất tải lớn, ta có thể sử dụng thyristor (SCR) làm công tắc. Lúc đó, khi đưa xung kích vào mạch cổng, ta chỉ có thể điều khiển đóng SCR, chức năng ngắt dòng điện qua SCR có thể thực hiện bằng mạch phụ. Nhóm mạch phụ này được gọi là bộ chuyển mạch. Như vậy, về chức năng, SCR kết hợp với bộ chuyển mạch thực hiện vai trò của một công tắc S như transistor. Bộ chuyển mạch có nhiều loại. Trong phần dưới đây, ta khảo sát bộ chuyển mạch loại dao động.



H4.19

Trên hình H4.19 vẽ bộ giảm áp sử dụng bộ chuyển mạch (BCM) thông dụng. BCM này gọi là BCM có một mạch dao động loại 1. Công tắc S gồm thyristor chính V_1 và bộ chuyển mạch gồm thyristor phụ V_2 , tụ và cảm kháng chuyển mạch L_1, C và diode V_3 . Công tắc S được đóng bằng cách kích đóng SCR chính V_1 , và S được ngắt bằng cách kích đóng SCR phụ V_2 .



H4.20

Bởi vì thời gian chuyển mạch trong phần lớn các trường hợp rất nhỏ nên có thể xem trong thời gian chuyển mạch dòng điện qua tải không thay đổi.

Ngoài ra, việc phân tích có thể đơn giản bằng cách giả thiết rằng dòng điện tải được nắn lý tưởng ($L \rightarrow \infty$).

Nguồn điện áp được xem là lý tưởng. Khi phân tích, ta giả thiết rằng, bộ giảm áp đang làm việc ở trạng thái xác lập.

Phân tích và tổng hợp BCM trong bộ giảm điện áp: (xem hình H4.20)

Trạng thái V_0 -khoảng $(0, t_1)$: dòng điện tải $i_l = I$ đi qua V_0 . Trên tải và V_0 xuất hiện điện áp bằng 0. Tụ chuyển mạch chịu tác dụng của điện áp :

$$u_C = U.$$

Theo định luật Kirchoff, điện áp trên thyristor V_1 :

$$u_{V1} = U$$

và trên thyristor phụ điện áp bằng 0 :

$$u_{V2} = 0.$$

Trạng thái (V_1, V_3) - khoảng (t_1, t_3) : vào thời điểm t_1 , V_1 được kích đóng. Trên tải xuất hiện điện áp $u_t = U$ và trên V_0 xuất hiện điện áp nghịch $u_{V0} = -U$ nên V_0 bị ngắt. Vì thế, dòng điện tải i_t khép kín qua nguồn U và thyristor V_1 . Quá trình chuyển mạch diễn ra giữa V_0 và V_1 một cách trực tiếp. BCM (gồm V_2, LC, V_3) không tham dự vào quá trình trên. Điện áp chuyển mạch chính là điện áp nguồn U .

Đồng thời, việc đóng V_1 làm tụ C phóng điện qua mạch dao động (V_1, V_3, L_1, C) . Quá trình dòng điện và điện áp của tụ cho bởi hệ thức:

$$\begin{aligned} i_C &= \frac{-U}{\sqrt{\frac{L_1}{C}}} \cdot \sin[\omega_r \cdot (t - t_1)] \\ \omega_r &= \sqrt{\frac{1}{L_1 \cdot C}} \\ u_C &= U \cdot \cos[\omega_r \cdot (t - t_1)] \end{aligned} \quad (4.40)$$

Thêm vào đó:

$$\begin{aligned} u_{V2} &= -u_C \\ i_{V1} &= I_t - i_C \\ i_{V3} &= -i_C \end{aligned} \quad (4.41)$$

Tại thời điểm t_3 , diode V_3 ngăn không cho dòng i_C đổi chiều. Diode bị ngắt. Tụ C tiếp tụ duy trì điện áp u_C (t_3). Với giả thiết mạch L_1, C lý tưởng, điện áp này bằng $(-U)$. Đối với mạch dao động thực, khi diễn ra quá trình tích điện theo chiều ngược lại của tụ C phát sinh tổn hao làm điện áp tụ không thể nạp điện theo chiều ngược lại đến độ lớn áp nguồn $(-U)$ mà chỉ đạt đến giá trị gần bằng nó. Vì thế, ta có thể chọn:

$$\begin{aligned} u_C(t_3) &= -K_1 \cdot U \\ 1 > K_1 = 0,7 \rightarrow 0,9 \end{aligned} \quad (4.42)$$

Trạng thái V_1 - khoảng (t_3, t_4) : từ thời điểm t_3 , V_1 đóng và dòng I_t qua nó. Trạng thái BCM từ thời điểm t_3 không thay đổi. Tụ chuyển mạch đã được chuẩn bị để ngắt V_1 .

Trạng thái V_2 - khoảng (t_4, t_6) : để ngắt công tắc S tại thời điểm t_4 , ta thực hiện kích đóng V_2 . Thyristor V_2 đóng làm điện áp tụ chuyển mạch đặt lên V_1 là điện áp nghịch, làm nó bị ngắt lập tức. Do tính liên tục, dòng tải i_t tiếp tục dẫn khép kín qua mạch (U, C, V_2, RLE) và tích điện cho tụ C theo hệ thức:

$$\begin{aligned} u_C &= u_C(t_4) + \frac{1}{C} \int_{t_4}^t I_t \cdot dt \\ \text{Bởi vì } u_C(t_4) &= u_C(t_3), \text{ sau khi lấy tích phân, ta có:} \\ u_C &= \frac{I_t}{C} (t - t_4) - K_1 \cdot U \end{aligned} \quad (4.43)$$

Trong thời gian V_2 đóng, ta có $u_{V1} = u_C$. Trong khoảng thời gian (t_4, t_5) điện áp này có giá trị âm và nhờ đó V_1 khôi phục khả năng khóa của mình. Trên tải xuất hiện điện áp:

$$u_t = U - u_C = -u_{V0} \quad (4.44)$$

Tại thời điểm t_6 , tụ nạp đến giá trị $u_C = U$ làm điện áp tải và áp trên diode V_0 bằng 0. Hệ quả, sau thời điểm t_6 diode V_0 đóng và dòng nạp tụ dẫn qua V_2 bị ngắt. Dòng điện không thể tiếp tục đi qua nhánh V_2, C bởi vì nếu như vậy, điện áp u_C sẽ vượt quá giá trị U và theo sơ đồ mạch cho trạng thái V_2 , ta sẽ có $(u_C - U) > 0$ xuất hiện trên V_0 theo chiều dương, điều này không thể xảy ra.

Do đó, từ thời điểm t_6 , dòng điện tải khép kín qua V_0 .

Vấn đề khởi động bộ giảm áp: trước khi cho mạch hoạt động, cần phải đảm bảo điện áp cần thiết cho tụ chuyển mạch hoạt động bằng cách tích điện cho nó. Việc thực hiện có thể tiến hành đơn giản nếu trước khi cho mạch hoạt động, ta cho đóng V_2 hoặc nối anode V_2 đến điện cực âm của điện áp U qua một điện trở khá lớn.

Định mức các thông số cho bộ giảm áp: xuất phát từ điều kiện ngắt an toàn của các thyristor. Thời gian bảo vệ mà thyristor bị ngắt cần có để khôi phục khả năng khóa của mình được ký hiệu là t_0 . Linh kiện sẽ được chọn sao cho khoảng thời gian ngắt an toàn nhỏ nhất xuất hiện từ kết quả phân tích mạch luôn luôn lớn hơn giá trị t_q cho bởi từng thyristor.

Để tính toán điện dung của tụ chuyển mạch C , ta dựa vào điều kiện ngắt V_1 . Từ hình H4.20, ta có:

$$t_{0(V1)MIN} = (t_5 - t_4)_{MIN} > t_{q(V1)} \quad (4.45)$$

Trong khoảng thời gian (t_1, t_6) , ta có $u_{V1} = u_C$. Khoảng thời gian (t_4, t_5) có thể được dẫn giải theo điều kiện $t = t_5$, $u_C = 0$:

$$t_5 - t_4 = t_{0(V1)} = K_1 \cdot U \cdot \frac{C}{I_t} \quad (4.46)$$

$t_{0(V1)}$ đạt giá trị nhỏ nhất khi I_t lớn nhất tức bằng I_{tM} . Từ đó:

$$C = \frac{I_{tM} \cdot t_{0(V1)min}}{K_1 \cdot U} \quad (4.47)$$

Để tính toán L_1 , ta dẫn giải từ điều kiện ngắt V_2 . Trên hình vẽ H4.20 phân tích dạng sóng áp và dòng điện của V_2 , ta thấy thời gian khôi phục khả năng khóa của V_2 sẽ nhỏ nhất nếu khoảng dẫn của V_0 bằng 0. Lúc đó, $t_6 = t_7$, và thời gian $t_{0(V2)}$ sẽ bằng 1/4 chu kỳ dao động của mạch L_1, C . Với ký hiệu chu kỳ dao động của mạch bằng T_r , ta có:

$$t_{0(V2)MIN} = \frac{T_r}{4} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_1 \cdot C} \quad (4.48)$$

Từ đó, ta có:

$$L_1 = \frac{4 \cdot t_{0(V2)MIN}^2}{\pi^2 C} \quad (4.49)$$

Độ lớn của L_1, C ảnh hưởng đến biên độ của dòng I_{cm} của mạch dao động

$$I_{cm} = \frac{U}{\sqrt{\frac{L_1}{C}}} \quad (4.50)$$

Ta cần kiểm tra giá trị của I_{cm} và từ đó điều chỉnh lại giá trị của L_1 để dòng điện qua linh kiện V_1 không lớn quá. Thông thường, ta có thể chọn $I_{cm} = 2.I_{tM}$.

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

4.7 BỘ BIẾN ĐỔI MỘT CHIỀU NHIỀU PHA

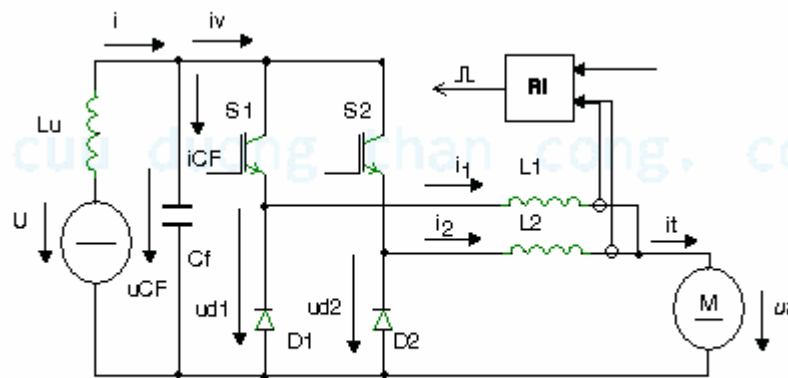
Bộ biến đổi một chiều nhiều pha có cấu tạo gồm nhiều bộ biến đổi một chiều đơn ghép lại. Các bộ biến đổi một chiều đơn này có sóng răng cưa lệch pha nhau góc tương ứng thời gian T/m , với T là chu kỳ sóng răng cưa dùng điều khiển mỗi bộ biến đổi đơn và m là tổng số bộ biến đổi đơn có trong mạch. Phương pháp điều khiển các bộ biến đổi một chiều nhiều pha được sử dụng chủ yếu là điều khiển với tần số đóng ngắt không đổi.

Theo cấu tạo, ta phân biệt bộ biến đổi nhiều pha không sử dụng máy biến áp trung gian và bộ biến đổi sử dụng máy biến áp trung gian.

Theo cách ghép các bộ biến đổi một chiều ta phân biệt bộ biến đổi một chiều nhiều pha song song và bộ biến đổi một chiều nhiều pha nối tiếp.

4.7.1 BỘ BIẾN ĐỔI MỘT CHIỀU NHIỀU PHA SONG SONG

Trường hợp không sử dụng máy biến áp trung gian:



H4.21

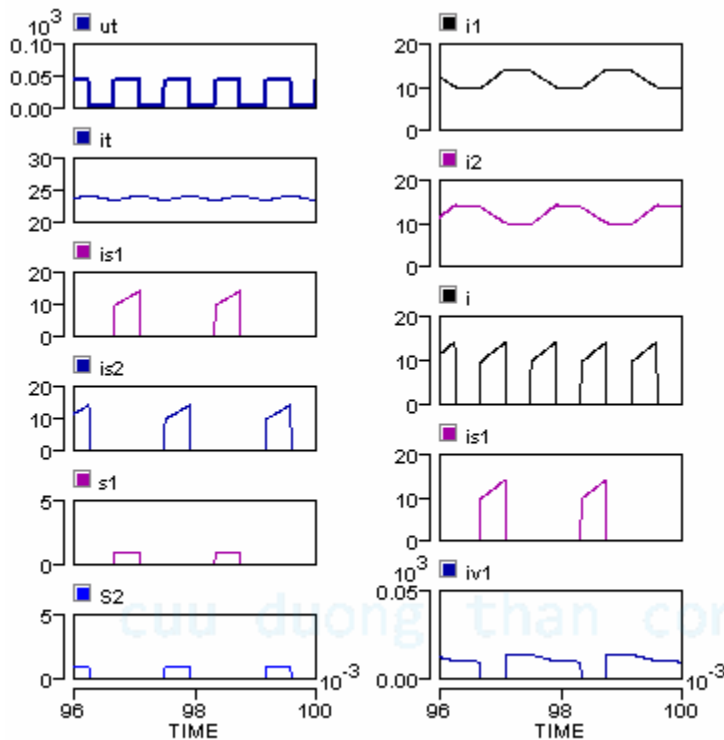
Bộ biến đổi nhiều pha trên hình vẽ H4.21 có cấu tạo gồm 2 khóa bán dẫn S_1, S_2 . Mỗi khóa có trang bị diode không kèm theo D_1, D_2 . Ngõ ra của mỗi bộ biến đổi đơn (S_j, D_j) mắc vào cuộn kháng nắn dòng L_j . Các cuộn kháng đấu chung vào điểm nút với tải DC. Mặc dầu các khóa S_j của các bộ biến đổi đơn được điều khiển kích dẫn ở những thời điểm không hoàn toàn giống nhau, nhưng ở chế độ xác lập, tỉ số thời gian đóng của mỗi khóa S_j đều bằng nhau. Mặc khác, ta biết trị trung bình điện áp trên các cuộn kháng nắn dòng L_j bằng zero nên ta suy ra trị trung bình điện áp trên tải khi tỉ số thời gian đóng bằng γ là:

$$U_t = \gamma \cdot U \quad (4.51)$$

Dòng điện tải i_t được phân bố đồng đều trên các bộ biến đổi nhánh mắc song song. Trong thực tế, thông số các phần tử trên các bộ biến đổi nhánh không đồng nhất và xuất hiện sự sai biệt dòng điện giữa các nhánh. Do đó, mạch hiệu chỉnh dòng điện

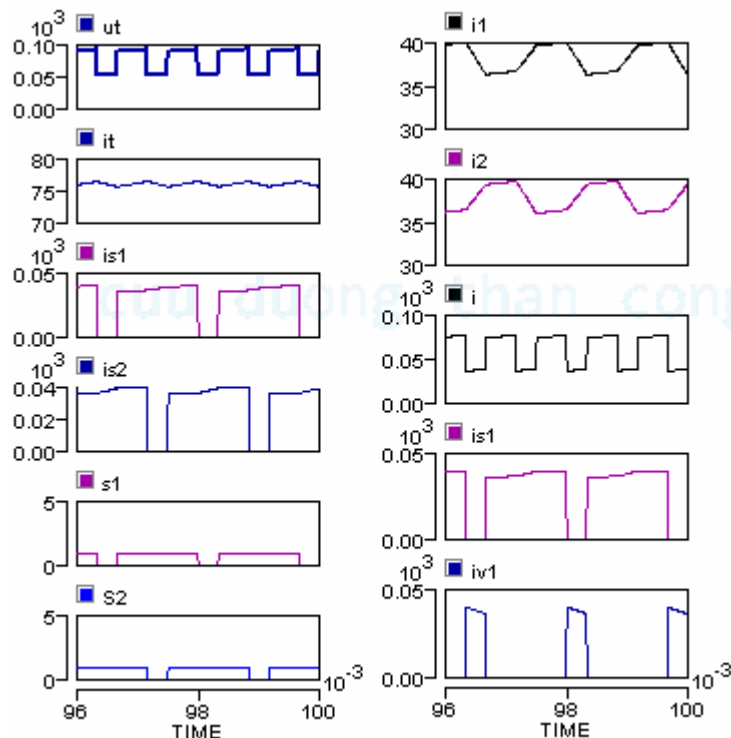
sẽ phải thực hiện nhiệm vụ điều chỉnh độ rộng xung thích hợp để cân bằng dòng điện qua các pha nhánh.

Hệ quả của bộ biến đổi nhiều pha:



H4.22

u_i , dòng điện qua các nhánh pha i_1, i_2 , dòng điện qua nguồn DC I và dòng điện qua



H4.23

Với giả thiết dòng điện qua tải và qua nguồn DC được nắn lý tưởng, có thể chứng minh rằng, biên độ thành phần xoay chiều của điện áp xuất hiện trên tụ lọc C_f giảm tỉ lệ với bình phương số pha của bộ biến đổi và biên độ thành phần dòng xoay chiều xuất hiện phía tải giảm tuyến tính với số pha của bộ biến đổi.

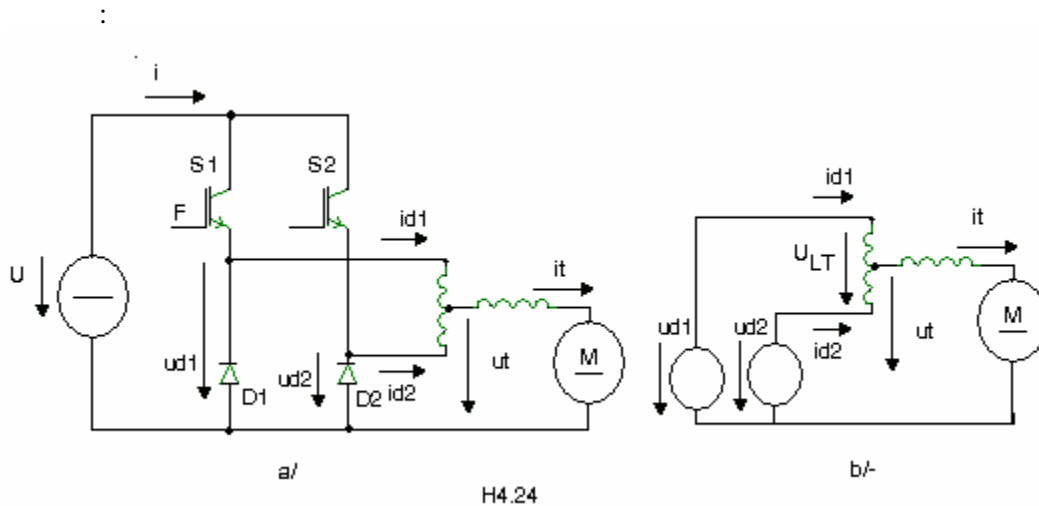
Các đồ thị trên hình H4.22 mô tả giản đồ đóng ngắt các công tắc S_1, S_2 với tỉ số $\gamma < 0.5$, đồ thị điện áp và dòng điện qua tải

các linh kiện S_1, D_1 . Hình H4.23 vẽ minh họa các quá trình tương tự cho trường hợp $\gamma > 0.5$.

Trường hợp sử dụng máy biến áp trung gian:

Sơ đồ mạch bộ biến đổi nhiều pha sử dụng máy biến áp trung gian được vẽ minh họa trên hình H4.24 với số pha m

bảng 2. Từ ứng dụng của máy biến áp trung gian trong bộ chỉnh lưu, ta thấy rằng nó có tác dụng tạo điều kiện phân bố dòng điện đều đặn trên các nhánh pha. Đồng thời, từ việc phân tích điện áp trên tải dưới tác dụng máy biến áp trung gian, kết quả dẫn đến việc giảm bớt thành phần xoay chiều điện áp trên tải DC.



Phân tích quá trình điện áp:

Phân tích quá trình điện áp trên tải có thể thực hiện tương tự như phân tích quá trình chuyển mạch của hai nhóm chỉnh lưu – xem chương 2- phần 2.11, 2.12). Lúc đó, mạch tương đương của bộ biến đổi nhiều pha có dạng tương đương trên hình H4.24. Với u_{d1} và u_{d2} có thể suy ra từ giản đồ kích đóng các linh kiện S_1, S_2 .

$$u_{d1} = \begin{cases} U & \text{ khi } S_1 = 1 \\ 0 & \text{ khi } S_1 = 0 \end{cases}; u_{d2} = \begin{cases} U & \text{ khi } S_2 = 1 \\ 0 & \text{ khi } S_2 = 0 \end{cases} \quad (4.52)$$

Giả thiết cuộn dây máy biến áp trung gian chia làm 2 phần bằng nhau với độ tự cảm trên mỗi nửa bằng $L_T/2$ và giả thiết các vòng dây quấn kín lõi từ, ta có phương trình áp trên tải trong quá trình chuyển mạch:

$$u_t = u_{d1} - \frac{u_{LT}}{2} = u_{d2} + \frac{u_{LT}}{2} = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} \quad (4.53)$$

Điện áp trên tải bằng trị trung bình điện áp tức thời của hai nguồn đầu vào nó. Các khả năng kết hợp của nguồn u_{d1} và u_{d2} được cho trong bảng B4.1:

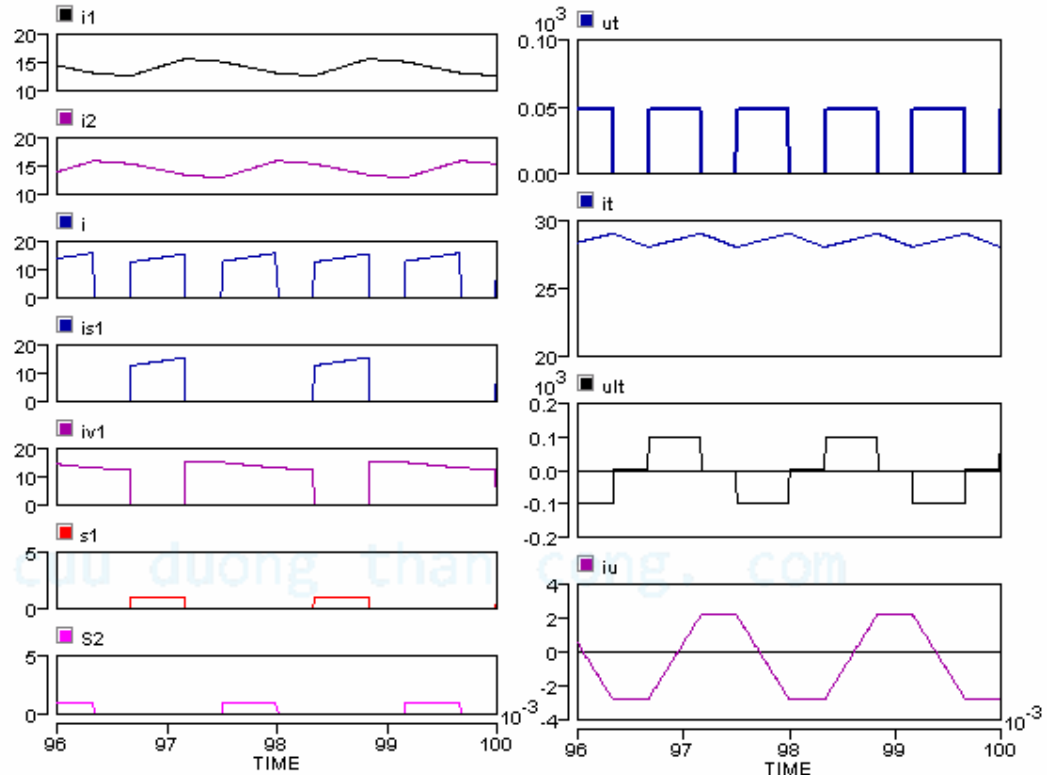
Bảng B4.1

n^0	u_{d1}	u_{d2}	u_t
1	U	U	U
2	0	U	U/2
3	U	0	U/2
4	0	0	0

Như vậy, nếu điều khiển điện áp tải theo kiểu phối hợp hai trạng thái 1 và 2 hoặc 1 và 3, ta có thể làm thay đổi điện áp tải trong phạm vi $(U/2; U)$. Tương tự, kết

hợp hai trạng thái 2 và 4 hoặc 3 và 4, ta có thể điều chỉnh điện áp trên tải nằm trong phạm vi $(0; U/2)$.

Giải đồ đóng ngắt và quá trình điện áp tải u_t , dòng tải i_t , quá trình điện áp u_{LT} và dòng điện từ hóa i_u của máy biến áp, dòng điện qua các nhánh pha i_1, i_2 và dòng điện qua nguồn DC i có thể theo dõi trên hình H4.25 cho tỉ số $\gamma < 1/2$ và hình H4.26 cho tỉ số $\gamma > 1/2$.



H4.25

Phân tích quá trình dòng điện:

Dòng điện qua máy biến áp trung gian gồm dòng điện qua hai nhánh pha. Dòng qua mỗi nhánh pha chứa thành phần dc và thành phần ac. Giả thiết cấu tạo hai nhánh pha là đồng nhất, thành phần dòng điện dc trong mỗi nhánh sẽ như nhau. Do điện áp tạo trên mỗi nửa máy biến áp trung gian bằng nhau nên suy ra dòng từ hóa của chúng cũng bằng nhau. Từ đó, ta có:

$$i_1 = i_d/2 + i_u/2 \quad (4.54)$$

$$i_2 = i_d/2 - i_u/2$$

Dòng điện từ hóa máy biến áp trung gian

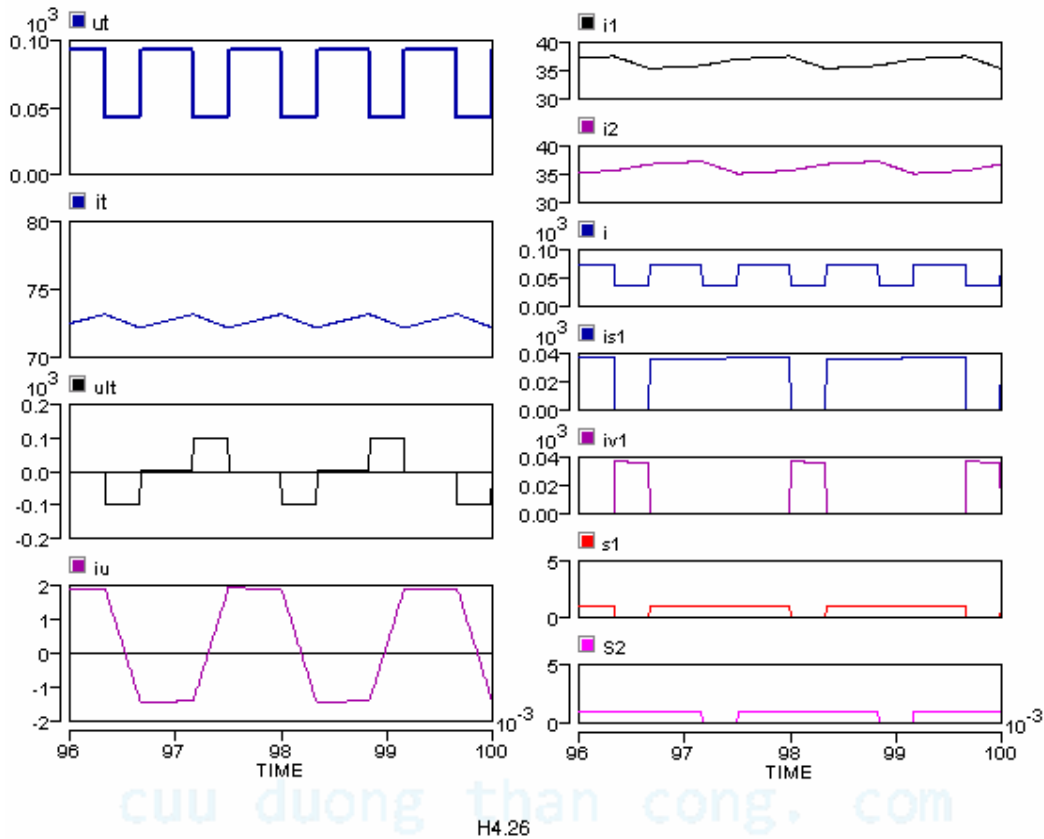
$$i_u = i_1 - i_2 \quad (4.55)$$

Trong trường hợp cảm kháng máy biến áp trung gian vô cùng lớn $L_T \rightarrow \infty$, ta bỏ qua dòng từ hóa và dòng qua mỗi nhánh pha bằng nửa giá trị dòng tải:

$$i_u = 0$$

$$i_1 = i_2 = i_d/2 \quad (4.56)$$

Quá trình dòng điện qua tải và mỗi nhánh pha được vẽ minh họa trên hình H4.26.



Có thể dẫn giải rằng, với cùng một giá trị độ tự cảm L mạch tải như nhau, bộ biến đổi m pha sẽ cho độ nhấp nhô dòng điện tải giảm đi m bình phương (m^2) lần
Bộ biến đổi điện áp một chiều 4 pha sử dụng máy biến áp trung gian- xem sơ đồ trên hình vẽ H4.27.

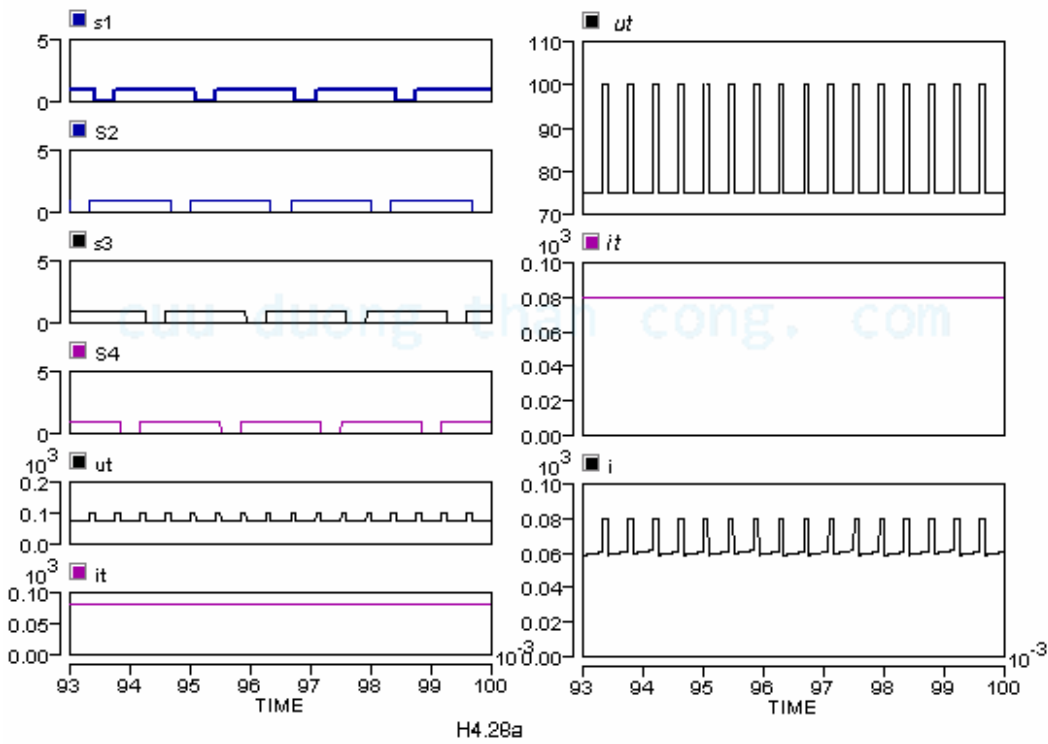
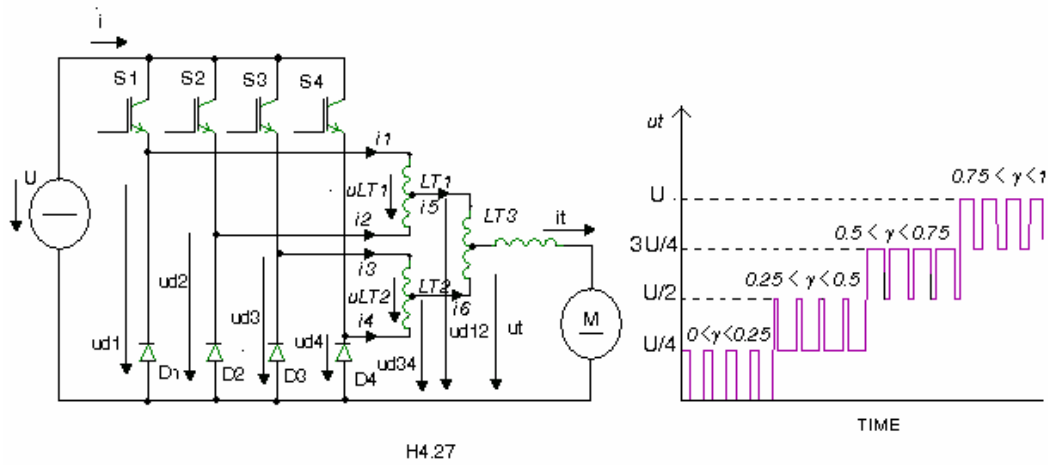
Bằng cách kết hợp điều khiển 4 khóa S_1, S_2, S_3 và S_4 - xem bảng trạng thái kèm theo, ta có thể thay đổi điện áp trên tải trong các phạm vi $(0; U/4)$, $(U/4; U/2)$, $(U/2; 3U/4)$ và $(3U/4; U)$ (xem bảng B4.2)

Các điện áp trung gian có thể xác định theo các hệ thức sau:

$$u_{d12} = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} ; u_{d34} = \frac{u_{d3} + u_{d4}}{2} \quad \text{và} \quad u_t = \frac{u_{d12} + u_{d34}}{2} = \frac{u_{d1} + u_{d2} + u_{d3} + u_{d4}}{4} \quad (4.57)$$

Xung kích đóng các công tắc được thực hiện lệch pha nhau $1/m$ chu kỳ sóng răng cưa với cùng tỉ số γ . Trên hình H4.27 minh họa các trường hợp khác nhau của dạng điện áp tải u_t khi tỉ số thời gian đóng γ thay đổi.

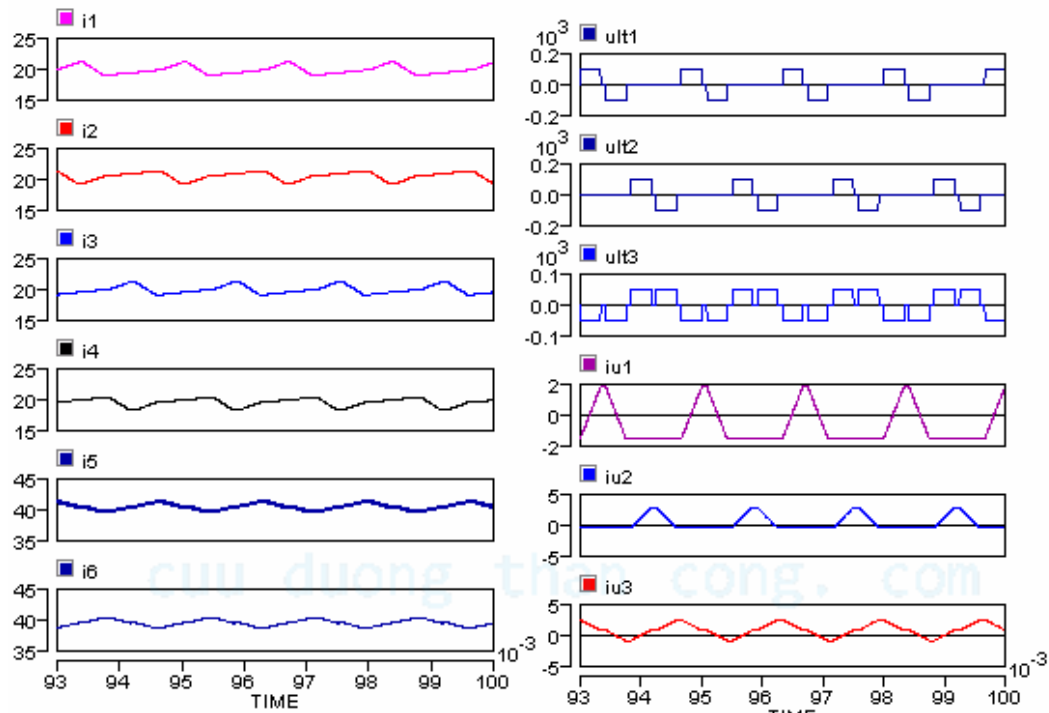
Trên hình vẽ H4.28a,b minh họa cho trường hợp $0.75 < \gamma < 1$ đồ thị các quá trình xung kích đóng các linh kiện, quá trình điện áp và dòng điện qua tải u_t, i_t , dòng điện qua nguồn I , dòng điện qua các nhánh của máy biến áp trung gian $i_{l1}, i_{l2}, i_{l3}, i_{l4}, i_{l5}, i_{l6}$, dòng điện từ hóa máy biến áp i_{u1}, i_{u2}, i_{u3} ; và điện áp trên phía sơ cấp biến thế u_{LT1}, u_{LT2} và u_{LT3} .



Bảng B4.2

N^0	S_1	S_2	S_3	S_4	u_{d12}	u_{d34}	u_d
01	0	0	0	0	0	0	0
02	0	0	0	1	0	$U/2$	$U/4$
03	0	0	1	0	0	$U/2$	$U/4$
04	0	0	1	1	0	U	$U/2$
05	0	1	0	0	$U/2$	0	$U/4$
06	0	1	0	1	$U/2$	$U/2$	$U/2$
07	0	1	1	0	$U/2$	$U/2$	$U/2$
08	0	1	1	1	$U/2$	U	$3U/4$
09	1	0	0	0	$U/2$	0	$U/4$
10	1	0	0	1	$U/2$	$U/2$	$U/2$
11	1	0	1	0	$U/2$	$U/2$	$U/2$

12	1	0	1	1	$U/2$	U	$3U/4$
13	1	1	0	0	U	0	$U/2$
14	1	1	0	1	U	$U/2$	$3U/4$
15	1	1	1	0	U	$U/2$	$3U/4$
16	1	1	1	1	U	U	U



H4.28b

Ví dụ 4.1

Bộ giảm áp cấp nguồn áp cho phần ứng của động cơ một chiều kích từ độc lập. Nguồn một chiều $U = 220\text{V}$, tần số đóng ngắt $f = 500\text{Hz}$. Tải động cơ có $R_r = 2\Omega$. L_r khá lớn và sức điện động $E = 1,253.\omega$ [V;rad/s]. Moment động cơ luôn bằng định mức, tức $I_{\text{udm}} = 11,6\text{[A]}$

- Tính tỉ số T_1/T khi vận tốc động cơ là 1000 vòng/phút
- Tính điện áp tải nhỏ nhất ở chế độ dòng tải liên tục, từ đó xác định thời gian đóng tối thiểu T_1 của chế độ dòng liên tục.

Giải:

a.

$$\omega = \frac{2\pi \cdot n}{60} = \frac{2\pi \cdot 1000}{60} = 104,72[\text{rad / s}]$$

$$E = 1,253.\omega = 1,253.104,72 = 131,21[\text{V}]$$

Ở chế độ xác lập

$$U_t = R_r.I_t + E$$

$$U_t = 2.11,6 + 131,21 = 154,4[\text{V}]$$

$$\text{Với dòng tải liên tục } U_t = \frac{T_1}{T}.U$$

$$\text{Từ đó: } \frac{T_1}{T} = \frac{U_t}{U} = \frac{154,4}{220} = 0,7018$$

b.- Điện áp tải nhỏ nhất khi $E \rightarrow 0$. Lúc đó:

$$U_{\text{tmin}} = R_r.I_t = 2.11,6 = 23,2[\text{V}]$$

$$\text{Từ đó: } T_{1\text{min}} = T \cdot \frac{U_{t\text{min}}}{U} = \frac{1}{f} \cdot \frac{U_{t\text{min}}}{U} = \frac{1}{500} \cdot \frac{23,2}{220} = 2,1 \cdot 10^{-4}[\text{s}]$$

Ví dụ 4.2

Cho bộ giảm áp cấp nguồn cho động cơ một chiều kích từ độc lập. Nguồn một chiều $U = 220\text{V}$. Tải có R_r nhỏ không đáng kể $L_r = 32,5 \text{ mH}$. Sức điện động $E = 1,253.\omega$ với ω [rad/s] là vận tốc động cơ. Tần số đóng ngắt bộ giảm áp $f = 500\text{Hz}$. Cho biết dòng tải liên tục và mạch ở xác lập

- Tính tỉ số $\gamma = \frac{T_1}{T}$ khi vận tốc động cơ $n = 1500 \text{ v/ph}$.
- Gọi $i_{t\text{min}}$ và $i_{t\text{max}}$ là trị nhỏ nhất và lớn nhất của dòng điện qua tải. Tính hiệu $\Delta i_t = i_{t\text{max}} - i_{t\text{min}}$
- Để giảm bớt độ nhấp nhô dòng điện Δi_t sao cho $\Delta i_t < 1\text{A}$ cần phải thêm cảm kháng phụ bằng bao nhiêu
- Trong trường hợp không sử dụng thêm cảm kháng phụ, cần phải điều chỉnh tần số đóng ngắt như thế nào để $\Delta i_t < 1\text{A}$
- Một cách tổng quát, khi E thay đổi trong khoảng $(0, +U)$, tìm điều kiện về f và L để độ nhấp nhô dòng ở xác lập thỏa điều kiện $\Delta i_t < \Delta i_{t\text{max}}$

Giải:

$$\omega = 2\pi \cdot \frac{n}{60} = 2\pi \cdot \frac{1500}{60} = 157[\text{rad / s}]$$

Ở chế độ xác lập $U_t = E = 1,253 \cdot \omega$

$$U_t = 1,253 \cdot 157 = 196,8[\text{V}]$$

Ở chế độ dòng liên tục $U_t = U \cdot \frac{T_1}{T} = U \cdot \gamma$

$$\text{Từ đó: } U_t = U \cdot \gamma = E \Rightarrow \gamma = \frac{E}{U} = \frac{196,8}{220} = 0,8946$$

2.- Khi công tắc S đóng:

$$u_t = U = L \cdot \frac{di_t}{dt} + E$$

$$\text{hay: } di_t = \frac{U - E}{L} \cdot dt$$

Dòng điện tăng trong khoảng thời gian đóng công tắc từ giá trị ban đầu $i_{t \min}$ đến giá trị cực đại $i_{t \max}$. Lấy tích phân hai vế của phương trình trong khoảng đóng S.

$$\Delta i_t = i_{t \max} - i_{t \min} = \frac{U - E}{L} \cdot T_1$$

$$\text{Do } \frac{T_1}{T} = \gamma = T_1 \cdot f \text{ nên:}$$

$$\Delta i_t = \frac{U - E}{L} \cdot \frac{\gamma}{f} = \frac{220 - 196,8}{0,0325} \cdot \frac{0,8946}{500} = 1,277[\text{A}]$$

3.- Để giảm độ nhấp nhô dòng điện $\Delta i_t < \Delta i_{t \max} = 1\text{A}$. Ta phải có:

$$\frac{U - E}{L} \cdot \frac{\gamma}{f} < \Delta i_{t \max}$$

$$\Rightarrow L > \frac{U - E}{\Delta i_{t \max}} \cdot \frac{\gamma}{f}$$

$$\Leftrightarrow L > \frac{220 - 196,8}{1} \cdot \frac{0,8946}{500} = 0,0415[\text{H}]$$

Từ đó cảm kháng phụ thêm vào tối thiểu bằng:

$$L_{ph \min} = L - L_u = 0,0415 - 0,0325 = 0,009[\text{H}] = 9[\text{mH}]$$

4.- Trong trường hợp giảm độ nhấp nhô dòng điện bằng cách thay đổi tần số đóng ngắt f, ta có:

$$f > \frac{U - E}{\Delta i_{t \max} \cdot L} \cdot \gamma = \frac{220 - 196,8}{1 \cdot 0,0325} \cdot 0,8946 = 648,5[\text{Hz}]$$

Như vậy tần số f phải lớn hơn 649 Hz

5.- Ta có:

$$\Delta i_t = \frac{U - E}{L} \cdot \frac{\gamma}{f} = \frac{U - \gamma \cdot U}{L} \cdot \frac{\gamma}{f} = \frac{U}{Lf} (1 - \gamma) \cdot \gamma$$

$$\text{Do hàm } (1 - \gamma) \cdot \gamma \text{ có trị cực đại bằng } \frac{1}{4} \text{ khi } \gamma = \frac{1}{2} \text{ nên } \Delta i_t = \frac{U}{Lf} \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma) \leq \frac{U}{Lf} \cdot \frac{1}{4}$$

Điều kiện để $\Delta i_t < \Delta i_{t \max}$ cho trường hợp xác lập, ta cần có:

$$\Delta i_t \leq \frac{U}{Lf} \cdot \frac{1}{4} < \Delta i_{t \max}$$

$$\text{Từ đó: } f \cdot L > \frac{U}{4 \cdot \Delta i_{t \max}} = \frac{220}{4 \cdot 1} = 55[\text{H} \cdot \text{Hz}]$$

Việc chọn tần số và cảm kháng phụ tùy ý, thỏa điều kiện $f \cdot L > 55[\text{H} \cdot \text{Hz}]$

Ghi chú: Do điện trở phần ứng của động cơ một chiều thường rất nhỏ nên kết quả tính trên có thể sử dụng trong thực tế với sai số chấp nhận được.

Ví dụ 4.3

Cho bộ biến đổi một chiều kép dạng đảo dòng. Nguồn một chiều $U = 230 \text{ V}$. Tải là động cơ một chiều kích từ độc lập $R_u \ll E$, $R_u = 0,1 \Omega$. Động cơ đang chạy ở vận tốc định mức thỏa mãn $E = 4,2\omega$; $n_{dm} = 500 \text{ v/ph}$, ta thực hiện hãm động cơ. Để đạt được moment hãm động cơ bằng định mức dòng qua phần ứng phải có độ lớn -100 A , cần thiết lập tỉ số $\gamma = \frac{T_1}{T}$ bằng bao nhiêu ?

Giải:

$$U_t = \gamma \cdot U = R_u \cdot I_t + E$$

Trong đó, sức điện động cảm ứng E ;

$$\begin{aligned} E &= 4,2\omega = 4,2 \cdot \frac{2\pi \cdot n_{dm}}{60} \\ &= \frac{4,2 \cdot 2\pi \cdot 500}{60} = 219,91 \quad \text{V} \end{aligned}$$

$$I_t = -100 \text{ A}, \quad U = 230 \text{ V}$$

Từ đó:

$$\begin{aligned} \gamma \cdot 230 &= (0,1) \cdot (-100) + 219,91 \\ \Rightarrow \gamma &= \frac{-10 + 219,91}{230} = 0,91 \end{aligned}$$

CHƯƠNG NĂM

BỘ NGHỊCH LƯU VÀ BỘ BIẾN TẦN

Bộ nghịch lưu có nhiệm vụ chuyển đổi năng lượng từ nguồn điện một chiều không đổi sang dạng năng lượng điện xoay chiều để cung cấp cho tải xoay chiều.

Đại lượng được điều khiển ở ngõ ra là điện áp hoặc dòng điện. Trong trường hợp đầu, bộ nghịch lưu được gọi là bộ nghịch lưu áp và trường hợp sau là bộ nghịch lưu dòng.

Nguồn một chiều cung cấp cho bộ nghịch lưu áp có tính chất nguồn điện áp và nguồn cho bộ nghịch lưu dòng có tính nguồn dòng điện. Các bộ nghịch lưu tương ứng được gọi là bộ nghịch lưu áp nguồn áp và bộ nghịch lưu dòng nguồn dòng hoặc gọi tắt là bộ nghịch lưu áp và bộ nghịch lưu dòng.

Trong trường hợp nguồn điện ở đầu vào và đại lượng ở ngõ ra không giống nhau, ví dụ bộ nghịch lưu cung cấp dòng điện xoay chiều từ nguồn điện áp một chiều, ta gọi chúng là bộ nghịch lưu điều khiển dòng điện từ nguồn điện áp hoặc bộ nghịch lưu dòng nguồn áp.

Các bộ nghịch lưu tạo thành bộ phận chủ yếu trong cấu tạo của bộ biến tần. Ứng dụng quan trọng và tương đối rộng rãi của chúng nhằm vào lĩnh vực truyền động điện động cơ xoay chiều với độ chính xác cao. Trong lĩnh vực tần số cao, bộ nghịch lưu được dùng trong các thiết bị lò cảm ứng trung tần, thiết bị hàn trung tần. Bộ nghịch lưu còn được dùng làm nguồn điện xoay chiều cho nhu cầu gia đình, làm nguồn điện liên tục UPS, điều khiển chiếu sáng, bộ nghịch lưu còn được ứng dụng vào lĩnh vực bù nhuyến công suất phản kháng.

Các tải xoay chiều thường mang tính cảm kháng (ví dụ động cơ không đồng bộ, lò cảm ứng), dòng điện qua các linh kiện không thể ngắt bằng quá trình chuyển mạch tự nhiên. Do đó, mạch bộ nghịch lưu thường chứa linh kiện tự kích ngắt để có thể điều khiển quá trình ngắt dòng điện.

Trong các trường hợp đặc biệt như mạch tải cộng hưởng, tải mang tính chất dung kháng (động cơ đồng bộ kích từ dư), dòng điện qua các linh kiện có thể bị ngắt do quá trình chuyển mạch tự nhiên phụ thuộc vào điện áp nguồn hoặc phụ thuộc vào điện áp mạch tải. Khi đó, linh kiện bán dẫn có thể chọn là thyristor (SCR).

5.1 - BỘ NGHỊCH LƯU ÁP

Bộ nghịch lưu áp cung cấp và điều khiển điện áp xoay chiều ở ngõ ra. Trong các trường hợp khảo sát dưới đây ta xét *bộ nghịch lưu áp với quá trình chuyển mạch cưỡng bức sử dụng linh kiện có khả năng điều khiển ngắt dòng điện.*

Nguồn điện áp một chiều có thể ở dạng đơn giản như acquy, pin điện hoặc ở dạng phức tạp gồm điện áp xoay chiều được chỉnh lưu và lọc phẳng.

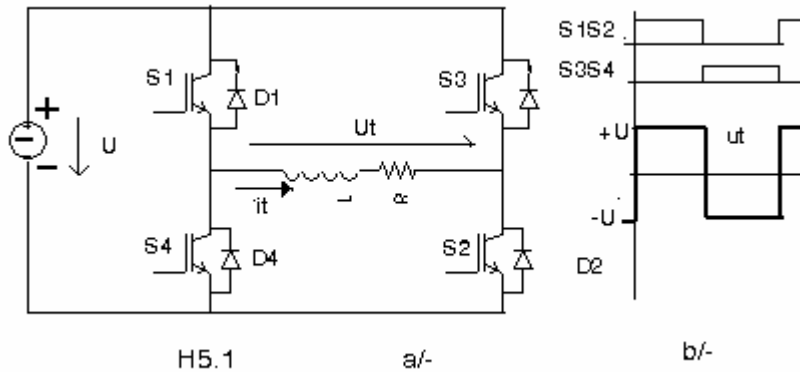
Linh kiện trong bộ nghịch lưu áp có khả năng kích đóng và kích ngắt dòng điện qua nó, tức đóng vai trò một công tắc. Trong các ứng dụng công suất nhỏ và vừa, có thể sử dụng transistor BJT, MOSFET, IGBT làm công tắc và ở phạm vi công suất lớn có thể sử dụng GTO, IGCT hoặc SCR kết hợp với bộ chuyển mạch.

Với tải tổng quát, mỗi công tắc còn trang bị một *diode mắc đối song* với nó. Các diode mắc đối song này tạo thành mạch chỉnh lưu cầu không điều khiển có chiều dẫn điện ngược lại với chiều dẫn điện của các công tắc. Nhiệm vụ của bộ chỉnh lưu cầu diode là tạo điều kiện

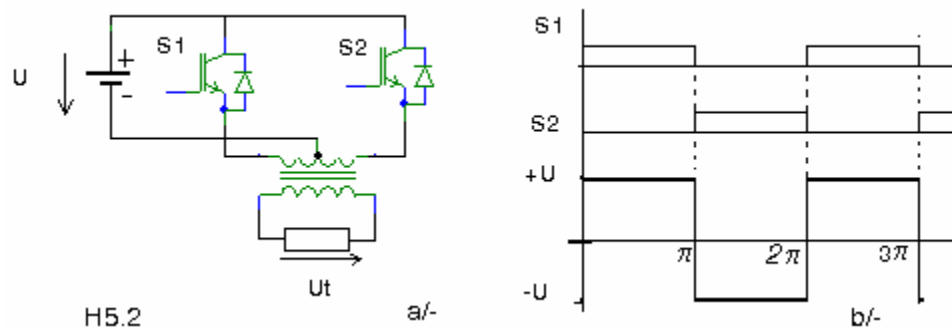
thuận lợi cho quá trình trao đổi công suất ảo giữa nguồn một chiều và tải xoay chiều, qua đó hạn chế quá điện áp phát sinh khi kích ngắt các công tắc.

5.1.1 BỘ NGHỊCH LƯU ÁP MỘT PHA

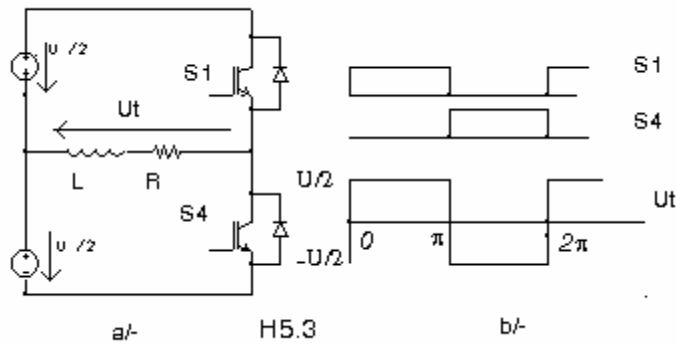
Bộ nghịch lưu áp một pha dạng mạch cầu (còn gọi là bộ nghịch lưu dạng chữ H) (hình H5.1a) chứa 4 công tắc và 4 diode mắc đối song.



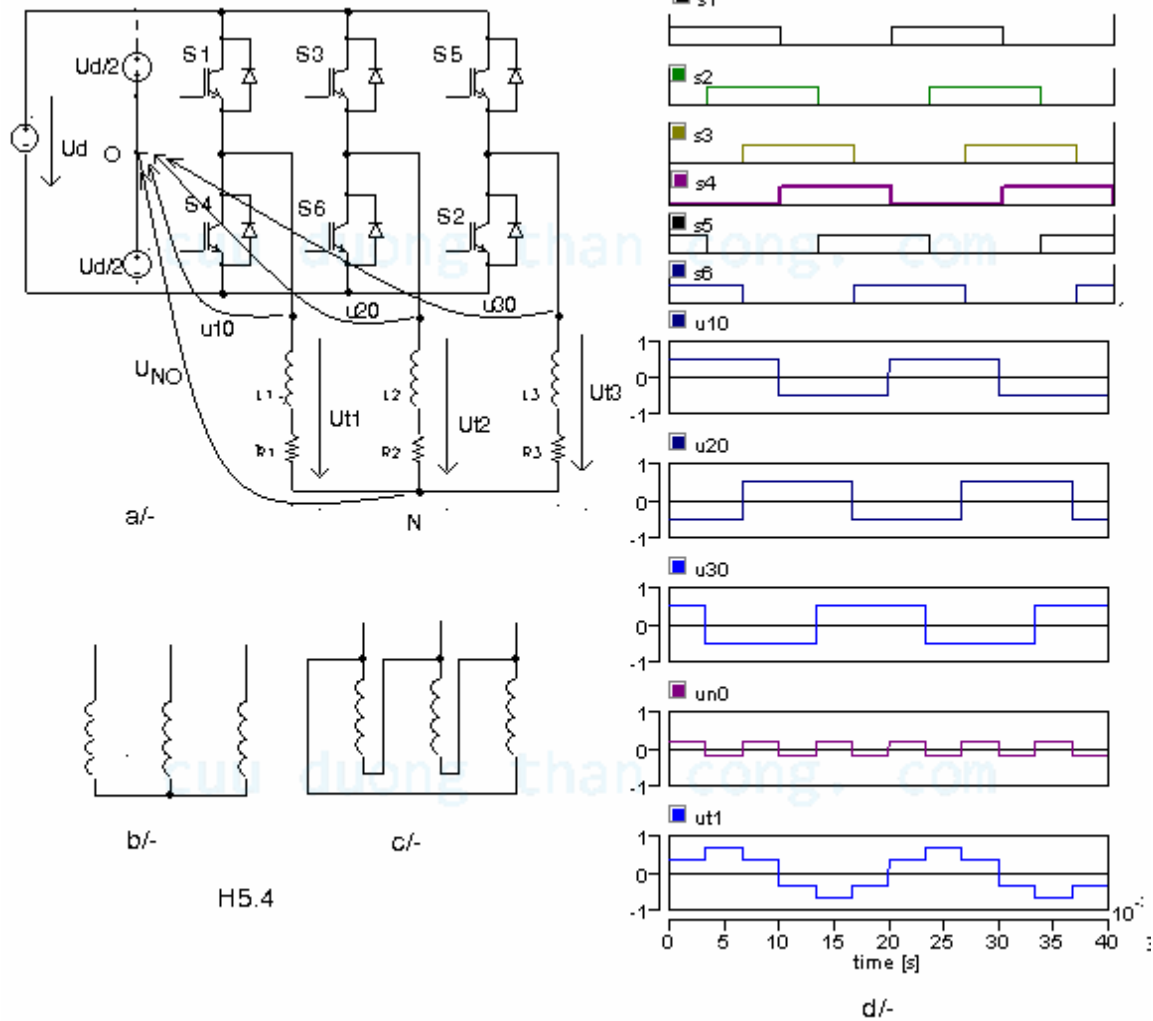
Giải đồ kích đóng các công tắc và đồ thị áp tải được vẽ trên hình 5.1b. Bộ nghịch lưu cũng có thể mắc dưới dạng mạch tia (hình H5.2).



Mạch gồm hai công tắc và hai diode mắc đối song với chúng. Mạch tải và ngõ ra của bộ nghịch lưu cách ly qua máy biến áp với cuộn sơ cấp phân chia. Phía Trong trường hợp không sử dụng máy biến áp cách ly phía tải, nguồn điện áp một chiều cần thiết kế với nút phân thế ở giữa (hình H5.3), đây là dạng *mạch nghịch lưu áp nửa cầu*.



5.1.2 BỘ NGHỊCH LƯU ÁP BA PHA



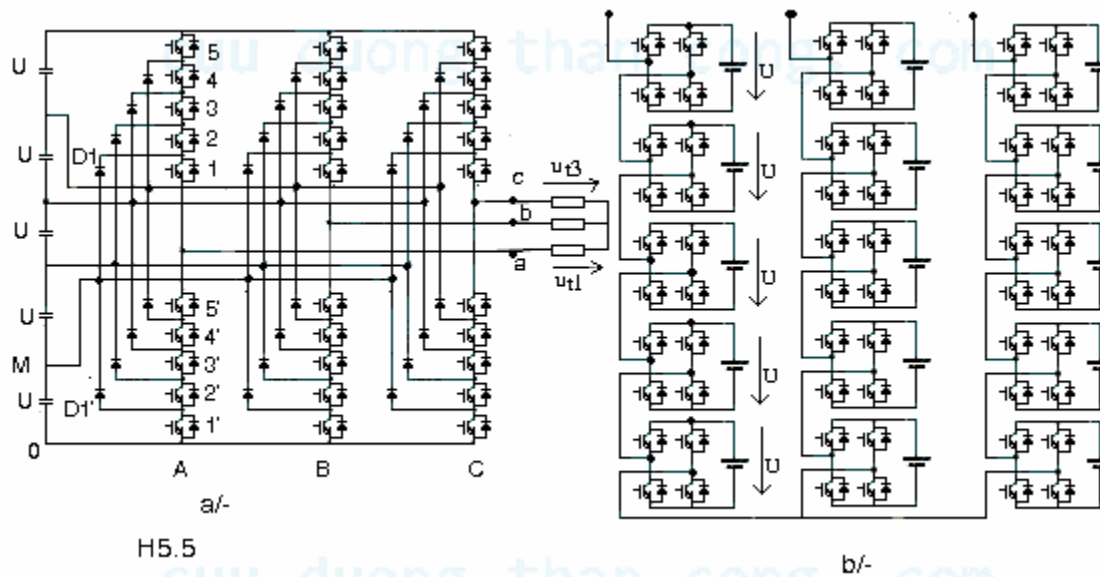
Trong thực tế mạch bộ nghịch lưu áp ba pha chỉ gặp ở dạng mạch cầu (hình H5.4a). Mạch chứa 6 công tắc S_1, S_2, \dots, S_6 và 6 diode đối song D_1, D_2, \dots, D_6 .

Tải ba pha có thể mắc ở dạng hình sao (H5.4b) hoặc tam giác (H5.4c).

5.1.3 BỘ NGHỊCH LƯU ÁP ĐA BẬC (Multi-level Voltage source Inverter)

Các bộ nghịch lưu vừa được mô tả ở phần 5.1.1 và 5.1.2 chứa 2 khóa bán dẫn (IGBT) trên mỗi nhánh pha tải. Chúng được gọi chung là loại nghịch lưu áp 2 bậc (two-level VSI), được áp dụng rộng rãi trong phạm vi công suất vừa và nhỏ. Khái niệm hai bậc xuất phát từ quá trình điện áp giữa đầu một pha tải (vị trí 1,2,3) đến một điểm điện thế chuẩn trên mạch dc (điểm 0) (pole to phase voltage) thay đổi giữa hai bậc giá trị khác nhau, ví dụ khi chọn điểm có điện thế chuẩn là tâm nguồn dc thì điện áp từ pha tải đến tâm nguồn thay đổi giữa $(+U/2)$ và $(-U/2)$ trong quá trình đóng ngắt các linh kiện. Bộ nghịch lưu áp 2 bậc có nhược điểm là tạo điện áp cung cấp cho cuộn dây động cơ với độ dốc (dV/dt) khá lớn và gây ra một số vấn đề khó khăn bởi tồn tại trạng thái khác zero của tổng điện thế từ các pha đến tâm nguồn dc (common-mode voltage) (xem dạng điện áp u_{NO}). Bộ nghịch lưu áp đa bậc được phát triển để giải quyết các vấn đề gây ra nêu trên của bộ nghịch lưu áp 2 bậc và thường được sử dụng cho các ứng dụng điện áp cao và công suất lớn.

Ưu điểm của bộ nghịch lưu áp đa bậc: công suất của bộ nghịch lưu áp tăng lên; điện áp đặt lên các linh kiện bị giảm xuống nên công suất tổn hao do quá trình đóng ngắt của linh kiện cũng giảm theo; với cùng tần số đóng ngắt, các thành phần sóng hài bậc cao của điện áp ra



giảm nhỏ hơn so với trường hợp bộ nghịch lưu áp hai bậc.

Đối với tải công suất lớn, điện áp cung cấp cho các tải có thể đạt giá trị tương đối lớn,

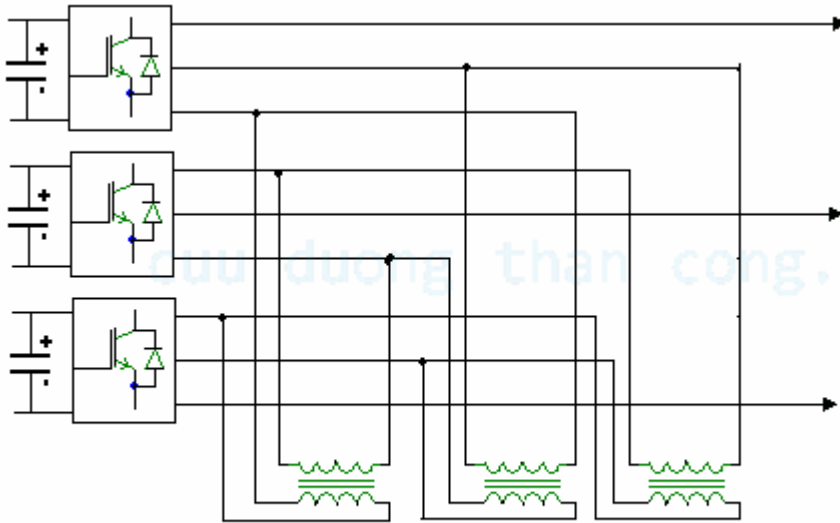
Các cấu hình cơ bản của bộ nghịch lưu áp đa bậc:

Cấu hình dạng cascade (Cascade inverter): [28], [48] - hình H5.5b, sử dụng các nguồn dc riêng, thích hợp sử dụng trong trường hợp nguồn dc có sẵn ví dụ dưới dạng acquy, battery. Cascade inverter gồm nhiều bộ nghịch lưu áp cầu một pha ghép nối tiếp, các bộ nghịch lưu áp dạng cầu một pha này có các nguồn DC riêng.

Bằng cách kích đóng các linh kiện trong mỗi bộ nghịch lưu áp một pha, 3 mức điện áp $(-U, 0, U)$ được tạo thành. Sự kết hợp hoạt động của n bộ nghịch lưu áp trên một nhánh pha tải sẽ tạo nên n khả năng mức điện áp theo chiều âm $(-U, -2U, -3U, \dots, -nU)$, n khả năng mức điện áp theo chiều dương $(U, 2U, 3U, \dots, nU)$ và mức điện áp 0. Như vậy, bộ nghịch lưu áp dạng cascade gồm n bộ nghịch lưu áp một pha trên mỗi nhánh sẽ tạo thành bộ nghịch lưu $(2n+1)$ bậc.

Tần số đóng ngắt trong mỗi modul của dạng mạch này có thể giảm đi n lần và dv/dt cũng giảm đi như vậy. Điện áp trên áp đặt lên các linh kiện giảm đi $0,57n$ lần. Cho phép sử dụng linh kiện IGBT điện áp thấp.

Ngoài dạng mạch gồm các bộ nghịch lưu áp một pha, mạch nghịch lưu áp đa bậc còn có dạng ghép từ ngõ ra của các bộ nghịch lưu áp 3 pha (H5.5c). Cấu trúc này cho phép giảm dv/dt và tần số đóng ngắt còn $1/3$. Mạch cho phép sử dụng các cấu hình nghịch lưu áp ba pha chuẩn. Mạch nghịch lưu đạt được sự cân bằng điện áp các nguồn dc, không tồn tại dòng cân bằng giữa các module. Tuy nhiên, cấu tạo mạch đòi hỏi sử dụng các máy biến áp ngõ ra.



H5.5c

Cấu hình nghịch lưu chứa cặp diode kẹp: (Neutral point Clamped Multilevel Inverter (NPC) hoặc- diode clamped multilevel inverter):-hình H5.5a, sử dụng thích hợp khi các nguồn dc tạo nên từ hệ thống điện ac. Bộ nghịch lưu đa bậc chứa các cặp diode kèm có một mạch nguồn DC được phân chia thành một số cấp điện áp nhỏ hơn nhờ chuỗi các tụ điện mắc nối tiếp.

Giả sử nhánh mạch dc gồm n nguồn có độ lớn bằng nhau mắc nối tiếp. Điện áp pha – nguồn dc có thể đạt được $(n+1)$ giá trị khác nhau và từ đó bộ nghịch lưu được gọi là bộ nghịch lưu áp $(n+1)$ bậc. Ví dụ chọn mức điện thế 0 ở cuối dãy nguồn, các mức điện áp có thể đạt được gồm $(0, U, 2U, \dots, nU)$. Điện áp từ một pha tải (ví dụ pha a) thông đến một vị trí bất kỳ trên mạch dc (ví dụ M) nhờ cặp diode kẹp tại điểm đó (ví dụ D_1, D_1'). Để điện áp pha-nguồn dc đạt được mức điện áp nêu trên ($u_{a0}=U$), tất cả các linh kiện bị “kẹp” giữa hai diode (D_1, D_1') –gồm n linh kiện nối tiếp liên tục kề nhau, phải được kích đóng (ví dụ $S_1, S_5', S_4', S_3', S_2'$), các linh kiện còn lại sẽ bị khóa theo qui tắc kích đối nghịch. Tương ứng với 6 trường hợp kích đóng linh kiện “bị kẹp” giữa 6 cặp diode (hai cặp diode “kẹp” ở hai vị trí biên là trường hợp đặc biệt), ta thu được 6 mức điện áp pha- nguồn dc : $0, U, 2U, \dots, 5U$. Vì có

khả năng tạo ra 6 mức điện áp pha- nguồn dc nên mạch nghịch lưu trên hình H5.5a còn gọi là bộ nghịch lưu 6 bậc.

Dạng mạch nghịch lưu áp đa bậc dùng cặp diode kẹp cải tiến dạng sóng điện áp tải và giảm shock điện áp trên linh kiện n lần. Với bộ nghịch lưu ba bậc, dv/dt trên linh kiện và tần số đóng ngắt giảm đi một nửa. Tuy nhiên với $n > 3$, mức độ chịu gai áp trên các diode sẽ khác nhau. Ngoài ra, cân bằng điện áp giữa các nguồn dc (áp trên tụ) trở nên khó khăn, đặc biệt khi số bậc lớn.

5.2 PHÂN TÍCH BỘ NGHỊCH LƯU ÁP

5.2.1. PHÂN TÍCH ĐIỆN ÁP BỘ NGHỊCH LƯU ÁP 3 PHA

Giả thiết tải ba pha đối xứng thỏa mãn hệ thức:

$$u_{t1} + u_{t2} + u_{t3} = 0 \quad (5.1)$$

Ta tưởng tượng nguồn áp U được phân chia làm hai nửa bằng nhau với điểm nút phân thế O (một cách tổng quát, điểm phân thế O có thể chọn ở vị trí bất kỳ trên mạch nguồn DC).

Gọi N là điểm nút của tải ba pha dạng sao. Điện áp pha tải u_{t1}, u_{t2}, u_{t3} . Ta có:

$$u_{t1} = u_{10} - u_{NO} \quad (5.2)$$

$$u_{t2} = u_{20} - u_{NO}$$

$$u_{t3} = u_{30} - u_{NO}$$

Điện áp u_{10}, u_{20}, u_{30} được gọi là các điện áp pha -tâm nguồn của các pha 1,2,3. Các điện áp $u_{t1}, u_{t2}, u_{t3}; u_{10}, u_{20}, u_{30}$ và u_{NO} có chiều dương qui ước vẽ trên hình H5.4a

Cộng các hệ thức trên và để ý rằng $u_{t1} + u_{t2} + u_{t3} = 0$, ta có:

$$0 = u_{10} + u_{20} + u_{30} - 3.u_{NO} \quad (5.3)$$

$$\text{Từ đó: } u_{NO} = \frac{u_{10} + u_{20} + u_{30}}{3} \quad (5.4)$$

Thay u_{NO} vào biểu thức tính điện áp mỗi pha tải, ta có:

$$\begin{aligned} u_{t1} &= \frac{2u_{10} - u_{20} - u_{30}}{3} \\ u_{t2} &= \frac{2u_{20} - u_{30} - u_{10}}{3} \\ u_{t3} &= \frac{2u_{30} - u_{10} - u_{20}}{3} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Điện áp dây trên tải:

$$\begin{aligned} u_{t12} &= u_{10} - u_{20} \\ u_{t23} &= u_{20} - u_{30} \\ u_{t31} &= u_{30} - u_{10} \end{aligned} \quad (5.6)$$

* Hệ quả: Quá trình điện áp (và do đó quá trình dòng điện) ngõ ra của bộ nghịch lưu áp ba pha sẽ được xác định khi ta xác định được các điện áp trung gian u_{10}, u_{20}, u_{30} .

* Xác định điện áp pha - tâm nguồn cho bộ nghịch lưu áp. Cặp công tắc cùng pha: gồm hai công tắc cùng mắc chung vào một pha tải, ví dụ (S_1, S_4) , (S_3, S_6) và (S_5, S_2) là các cặp công tắc cùng pha.

Qui tắc kích đóng đối nghịch: cặp công tắc cùng pha được kích đóng theo qui tắc đối nghịch nếu như hai công tắc trong cặp luôn ở trạng thái một được kích đóng và một được kích ngắt. Trạng thái cả hai cùng kích đóng (trạng thái ngắn mạch điện áp nguồn) hoặc cùng kích ngắt không được phép.

Nếu biểu diễn trạng thái được kích của linh kiện bằng giá trị 1 và trạng thái khóa kích bằng 0, ta có thể viết phương trình trạng thái kích của các linh kiện trong mạch nghịch lưu áp 3 pha như sau:

$$S_1 + S_4 = 1; S_3 + S_6 = 1; S_5 + S_2 = 1 \quad (5.7)$$

* Qui tắc: Giả thiết bộ nghịch lưu áp ba pha có cấu tạo mạch và chiều điện thế của các phần tử trong mạch cho như hình vẽ H5.4. Giả thiết các công tắc cùng pha được kích đóng theo qui tắc đối nghịch và giả thiết dòng điện của các pha tải có khả năng đổi dấu.

Điện áp pha tải đến tâm nguồn của một pha nguồn nào đó có giá trị $+\frac{U}{2}$ nếu công tắc lẻ của pha được kích đóng và $-\frac{U}{2}$ nếu công tắc chẵn được kích không phụ thuộc trạng thái dòng điện.

* Hệ quả:

1/- Điện áp trên tải được xác định hoàn toàn nếu ta biết được giản đồ kích đóng các công tắc và điện áp nguồn. Do đó, ta có thể điều khiển điện áp ngõ ra của bộ nghịch lưu áp bằng cách điều khiển giản đồ xung kích đóng các công tắc.

2/- Nếu các cặp công tắc cùng pha không được kích đóng theo qui tắc đối nghịch, dạng điện áp tải sẽ thay đổi phụ thuộc vào trạng thái dòng điện tải (và tham số tải). Đây là trường hợp kích đóng do ý muốn đối với tải dạng cộng hưởng. Dòng điện có thể ở trạng thái liên tục hoặc gián đoạn.

Ta cần chú ý rằng, một công tắc được kích đóng không có nghĩa là nó sẽ dẫn điện. Phụ thuộc vào chiều dòng điện dẫn qua tải có thể xảy ra trường hợp công tắc kích đóng không dẫn điện mà dòng điện lại dẫn qua diode mắc đối song với công tắc được kích đóng.

3/- Dạng dòng điện được xác định dựa trên phương trình mạch tải. Ví dụ đối với tải đối xứng ba pha gồm RL mắc nối tiếp, ta có phương trình dòng điện ba pha tải i_{t1}, i_{t2}, i_{t3} .

$$\begin{aligned} u_{t1} &= R.i_{t1} + L \frac{di_{t1}}{dt} \\ u_{t2} &= R.i_{t2} + L \frac{di_{t2}}{dt} \\ u_{t3} &= R.i_{t3} + L \frac{di_{t3}}{dt} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Thời gian chết (dead-time): là khoảng thời gian cần thiết áp đặt trong giản đồ đóng ngắt cặp linh kiện cùng pha tải, trong khoảng thời gian này hai công tắc cùng pha tải sẽ bị khóa kích (ví dụ S_1, S_4). Thời gian chết bắt đầu quá trình chuyển mạch của hai công tắc cùng pha tải để tránh xảy ra hiện tượng ngắn mạch nguồn. Do thời gian chết nhỏ không đáng kể, trong quá trình phân tích hoạt động mạch, ta thường giả thiết bỏ qua giai đoạn này.

5.2.1 PHÂN TÍCH BỘ NGHỊCH LƯU ÁP MỘT PHA

Ta có thể phân tích điện áp tải của bộ nghịch lưu áp một pha dạng mạch cầu tương tự như bộ nghịch lưu áp ba pha. Hai cặp công tắc (S_1, S_4) và (S_2, S_3) tương ứng với hệ thống hai pha tải đối xứng tưởng tượng (hình H5.6).

$$\begin{aligned} u_{t1} &= \frac{u_t}{2} = \frac{u_{10} - u_{20}}{2} \\ u_{t2} &= -\frac{u_t}{2} = \frac{u_{20} - u_{10}}{2} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Rõ ràng :

$$u_t = u_{t1}/2 = -u_{t2}/2 = u_{10} - u_{20} \quad (5.10)$$

Nếu các công tắc được kích theo qui tắc đối nghịch, ta có thể xác định dạng áp trên tải dựa trên giản đồ kích công tắc và điện áp nguồn.

$$\begin{aligned} u_{10} &= +\frac{U}{2} \quad \text{nếu kích } S_1 \text{ ngắt } S_4 \\ u_{10} &= -\frac{U}{2} \quad \text{nếu kích } S_4, \text{ ngắt } S_1 \\ u_{20} &= +\frac{U}{2} \quad \text{nếu kích } S_3, \text{ ngắt } S_2 \\ &= -\frac{U}{2} \quad \text{nếu kích } S_2, \text{ ngắt } S_3 \end{aligned} \quad (5.11)$$

Phân tích điện áp tải của bộ nghịch lưu áp một pha dạng nửa cầu: điện áp bằng với điện áp pha tải - tâm nguồn, bài toán trở nên đơn giản.

Phân tích điện áp tải của bộ nghịch lưu áp một pha dạng cầu: Quá trình điện áp và dòng điện được vẽ trên hình (H5.8)

Xét quá trình các đại lượng trong một chu kỳ hoạt động ở chế độ xác lập. Giả thiết rằng tại thời điểm $t=0$, thực hiện đóng S_1 và S_2 , ngắt S_3 và S_4 . Điện áp tải bằng U , dòng điện tải chạy qua mạch $(U-S_1-S_2)$ tăng lên theo phương trình:

$$0 \leq t < T/2$$

$$u_t = U \quad (5.12)$$

$$U_t = R.i_t + L \frac{di_t}{dt}$$

Nghiệm dòng điện có dạng:

$$i_t = \frac{U}{R} + A.e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5.13)$$

A là hằng số, $\tau = L/R$ là hằng số thời gian.

Tại thời điểm $t=T/2$, thực hiện ngắt S_1, S_2 và đóng S_3, S_4 . Điện áp xuất hiện trên tải bằng $-U$, dòng điện qua mạch (U, RL, S_3, S_4) giảm theo phương trình:

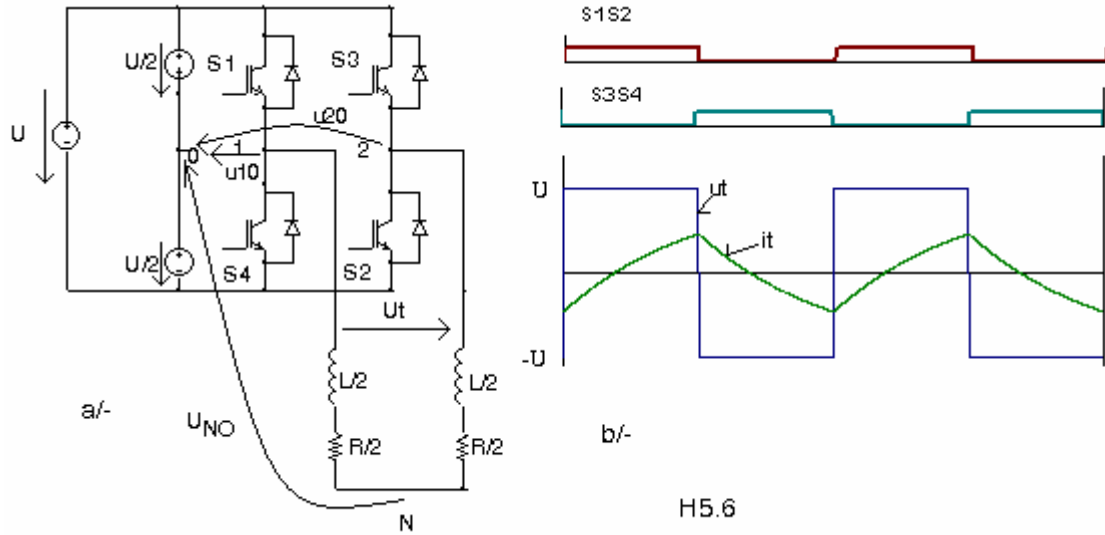
$$T/2 \leq t < T$$

$$u_t = -U \quad (5.14)$$

$$U_t = R.i_t + L \frac{di_t}{dt}$$

$$\text{với nghiệm có dạng: } i_t = -\frac{U}{R} + B.e^{-\frac{t-T/2}{\tau}} \quad (5.15)$$

Ở trạng thái xác lập, dòng điện biến đổi theo dạng xoay chiều, tuần hoàn. Các hằng số A, B có thể xác định từ điều kiện dòng điện tải tại các thời điểm $t=0$, $t=T/2$ và $t=T$.



H5.6

Lúc đó, tại thời điểm $t=0$:

$$\frac{U}{R} + A.e^0 = I_{\min} \Rightarrow A = I_{\min} - \frac{U}{R} \quad (5.16)$$

Tại thời điểm $t=T/2$:

$$\frac{U}{R} + A.e^{-\frac{T}{2\tau}} = I_{\max} \Rightarrow \frac{U}{R} + \left(I_{\min} - \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{T}{2\tau}} = I_{\max} \quad (5.17)$$

$$-\frac{U}{R} + B.e^0 = I_{\max} \Rightarrow B = \frac{U}{R} + I_{\max} \quad (5.18)$$

Tại thời điểm $t=T$:

$$-\frac{U}{R} + B.e^{-\frac{T}{\tau}} = I_{\min} \quad (5.19)$$

Như vậy, quá trình dòng tải trong một chu kỳ hoạt động sẽ có thể biểu diễn như sau:

$$i_t = \begin{cases} \frac{U}{R} + \left(I_{\min} - \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{t}{2\tau}} & 0 \leq t < T/2 \\ -\frac{U}{R} + \left(I_{\max} + \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{t-T/2}{2\tau}} & T/2 \leq t < T \end{cases} \quad (5.20)$$

Giá trị I_{\min} và I_{\max} có thể xác định từ quá trình đối xứng của hai nửa chu kỳ điện áp và dòng điện tải, từ đó suy ra rằng $I_{\max} = -I_{\min}$. Áp dụng quan hệ trên vào các hệ thức tính I, ta thu được:

$$I_{\max} = -I_{\min} = \frac{U}{R} \left[\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right] \quad (5.21)$$

Công suất tải:

Công suất tiêu thụ trên tải R-L có thể xác định theo hệ thức $R.I_t^2$ với I_t là trị hiệu dụng dòng điện qua tải được tính theo biểu thức:

$$I_t = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_t^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left[\frac{U}{R} + \left(I_{\min} - \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right]^2 dt} \quad (5.22)$$

Công suất tải có thể xác định theo trị trung bình dòng qua nguồn dc I_s nếu ta bỏ qua tổn hao của linh kiện bộ nghịch lưu:

$$P = U \cdot I_s$$

$$I_s = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \left[\frac{U}{R} + \left(I_{\min} - \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right] dt \quad (5.23)$$

Phân tích sóng hài:

Quá trình điện áp tải qua phép phân tích Fourier có dạng:

$$v_t(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t) \quad (5.24)$$

Áp tải chỉ chứa các thành phần hài bậc lẻ.

Độ méo dạng điện áp được tính theo hệ thức sau:

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{t(n)}^2}}{U_{t(1)}} = \frac{\sqrt{U_t^2 - U_{t(1)}^2}}{U_{t(1)}} \quad (5.25)$$

Dễ dàng suy ra rằng:

$$THD_U = \frac{\sqrt{U_t^2 - U_{t(1)}^2}}{U_{t(1)}} = \frac{\sqrt{U^2 - \left(\frac{4}{\pi\sqrt{2}} U \right)^2}}{\frac{4}{\pi\sqrt{2}} U} = 0,483 = 48,3\% ; U_t = U \quad (5.26)$$

Độ méo dạng điện áp của bộ nghịch lưu cầu 1 pha khá lớn trong trường hợp áp ra dạng vuông nên có tác dụng không tốt. Điều này giải thích vì sao loại điện áp này không được sử dụng phổ biến trong thực tiễn.

Độ méo dạng dòng điện phụ thuộc vào tải và xác định theo hệ thức:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{t(n)}^2}}{I_{t(1)}} = \frac{\sqrt{I_t^2 - I_{t(1)}^2}}{I_{t(1)}} \quad (5.27)$$

5.2.2 PHÂN TÍCH ĐIỆN ÁP BỘ NGHỊCH LƯU ÁP ĐA BẬC

Xét bộ nghịch lưu áp 6 bậc dạng chứa cặp diode kẹp (NPC) trên hình vẽ H5.5a.

Gọi U là độ lớn điện áp trên mỗi tụ riêng lẻ. Phụ thuộc độ lớn điện áp pha – nguồn dc cần thiết lập, các linh kiện bị kẹp giữa cặp diode nối đến một điện thế trên mạch dc cần thiết lập sẽ ở trạng thái kích. Điện áp pha-tâm nguồn dc (phase-to-pole voltage), tính từ điểm đầu dây của pha tải đến một điện thế trên mạch dc, trong trường hợp trên hình vẽ là điểm 0, có thể đạt các giá trị cho trong bảng B5.1 sau đây:

Bảng B5.1

$V_{out} = V_{x0}$	S_{x5}	S_{x4}	S_{x3}	S_{x2}	S_{x1}	S'_{x5}	S'_{x4}	S'_{x3}	S'_{x2}	S'_{x1}
$V_{x0} = 5U$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$V_{x0} = 4U$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{x0} = 3U$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$V_{x0} = 2U$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$V_{x0} = U$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$V_{x0} = 0$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Với $x=1,2,3$.

Trạng thái đóng ngắt của các khóa bán dẫn trên một nhánh tải của các pha a,b,c thỏa mãn điều kiện kích đối nghịch:

$$S_{1j} + S'_{1j} = 1; S_{2j} + S'_{2j} = 1; S_{3j} + S'_{3j} = 1; j=1,2,3,4,5 \quad (5.28)$$

Điện áp pha tải trong trường hợp 3 pha tải đối xứng đầu dạng Y có thể thiết lập tương tự như trường hợp bộ nghịch lưu áp hai bậc:

$$u_{t1} = \frac{2u_{10} - u_{20} - u_{30}}{3}; u_{t2} = \frac{2u_{20} - u_{30} - u_{10}}{3}; u_{t3} = \frac{2u_{30} - u_{10} - u_{20}}{3} \quad (5.29)$$

Trong trường hợp 3 pha tải dạng tam giác, điện áp pha tải bằng điện áp dây do bộ nghịch lưu cung cấp:

$$u_{t12} = u_{10} - u_{20}; u_{t23} = u_{20} - u_{30}; u_{t31} = u_{30} - u_{10} \quad (5.30)$$

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

5.3 CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ NGHỊCH LƯU ÁP

Các bộ nghịch lưu áp thường điều khiển dựa theo kỹ thuật điều chế độ rộng xung - PWM (*Pulse Width Modulation*) và qui tắc kích đóng đối nghịch. Qui tắc kích đóng đối nghịch đảm bảo dạng áp tải được điều khiển tuân theo giản đồ kích đóng công tắc và kỹ thuật điều chế độ rộng xung có tác dụng hạn chế tối đa các ảnh hưởng bất lợi của sóng hài bậc cao xuất hiện ở phía tải.

Phụ thuộc vào phương pháp thiết lập giản đồ kích đóng các công tắc trong bộ nghịch lưu áp, ta có thể phân biệt các dạng điều chế độ rộng xung khác nhau.

Một số chỉ tiêu đánh giá kỹ thuật PWM của bộ nghịch lưu.

Chỉ số điều chế (Modulation index) m : được định nghĩa như tỉ số giữa biên độ thành phần hài cơ bản tạo nên bởi phương pháp điều khiển và biên độ thành phần hài cơ bản đặt được trong phương pháp điều khiển 6 bước.

$$m = \frac{u_{(1)m}}{u_{(1)m-six_step}} = \frac{u_{(1)m}}{\frac{2}{\pi}V_d} \quad (5.31)$$

Trị hiệu dụng các thành phần phần sóng hài bậc cao dòng điện:

$$I_{hRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_1(t)]^2 .dt} \quad (5.32)$$

Đại lượng I_{hRMS} phụ thuộc không những vào phương pháp PWM mà còn vào thông số tải. Để có thể đánh giá chất lượng PWM không phụ thuộc vào tải, ta có thể sử dụng đại lượng độ méo dạng dòng điện như sau:

$$\frac{I_{hRMS}}{I_1} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (5.33)$$

Giả sử tải xoay chiều gồm sức điện động cảm ứng và cảm kháng tản mắc nối tiếp, độ méo dạng dòng điện có thể viết lại dưới dạng:

$$\frac{I_{hRMS}}{I_1} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} = \frac{\omega_1 . L_{\sigma}}{U_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n . \omega_1 . L_{\sigma}} \right)^2} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n} \right)^2} \quad (5.34)$$

Kết quả đạt được không phụ thuộc vào tham số của tải.

Khi sử dụng phương pháp điều khiển 6 bước, độ méo dạng dòng điện có thể xác định bằng giá trị sau:

$$\frac{I_{hRMS_sixstep}}{I_1} = 0,0464 \quad (5.35)$$

Để so sánh các phương pháp PWM, có thể sử dụng độ méo dạng chuẩn hóa theo phương pháp 6 bước, lúc đó hệ số méo dạng dòng điện qui chuẩn cho bởi hệ thức:

$$d = \frac{I_{hRMS}}{I_{hRMS_Sixstep}} \quad (5.36)$$

Với phương pháp điều chế 6 bước, hệ số méo dạng dòng điện bằng 1.

Nếu sử dụng phương pháp điều chế vector không gian, hệ số méo dạng có thể tính theo tích phân của tích vô hướng vector sau đây:

$$I_{hRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [\bar{i}(t) - \bar{i}_1(t)] [\bar{i}(t) - \bar{i}_1(t)]^* .dt} \quad (5.37)$$

Từ đó, áp dụng công thức tính hệ số méo dạng d.

Để đánh giá ảnh hưởng từng sóng hài trong phương pháp PWM, ta có thể sử dụng tham số phổ từng sóng hài dòng điện. Nếu sử dụng phương pháp điều chế đồng bộ với tần số kích đóng linh kiện f_s bằng số nguyên lần (N) tần số sóng hài cơ bản f_1 (tức $f_s = N.f_1$), hệ số sóng hài bậc k qui chuẩn, tính qui đổi theo phương pháp 6 bước và cho bởi hệ thức:

$$h(k.f_1) = \frac{I_{hRMS}(k.f_1)}{I_{hRMS_Sixstep}} \quad (5.38)$$

Hệ số sóng hài không phụ thuộc vào tham số tải.

Hệ số méo dạng biểu diễn qua các hệ số sóng hài như sau:

$$d = \sqrt{\sum_{k \neq 1} h^2(k.f_1)} \quad (5.39)$$

Nếu sử dụng kỹ thuật PWM không đồng bộ, ta không thể phân tích Fourier phổ dòng điện theo các biến tần số rời rạc khi mà sóng hài dòng điện xuất hiện theo biến tần số liên tục. Trường hợp này, ta có thể sử dụng khái niệm phổ mật độ dòng điện theo hệ thức:

$$d = \sqrt{\int_{0, f \neq f_1}^{\infty} h_d^2(f) .df} \quad (5.40)$$

Tần số đóng ngắt và công suất tổn hao do đóng ngắt:

Công suất tổn hao xuất hiện trên linh kiện bao gồm hai thành phần: tổn hao công suất khi linh kiện ở trạng thái dẫn điện P_{on} và tổn hao công suất động P_{dyn} . Tổn hao công suất P_{dyn} tăng lên khi tần số đóng ngắt của linh kiện tăng lên.

Tần số đóng ngắt của linh kiện không thể tăng lên tùy ý vì những lý do sau:

- công suất tổn hao linh kiện tăng lên tỉ lệ với tần số đóng ngắt
- linh kiện công suất lớn thường gây ra công suất tổn hao đóng ngắt lớn hơn. Do đó, tần số kích đóng của nó phải giảm cho phù hợp, ví dụ các linh kiện GTO công suất MW chỉ có thể đóng ngắt ở tần số khoảng 100Hz.
- Các qui định về tương thích điện từ (Electromagnet Compatibility-EMC) qui định khá nghiêm ngặt đối với các bộ biến đổi công suất đóng ngắt với tần số cao hơn 9kHz.

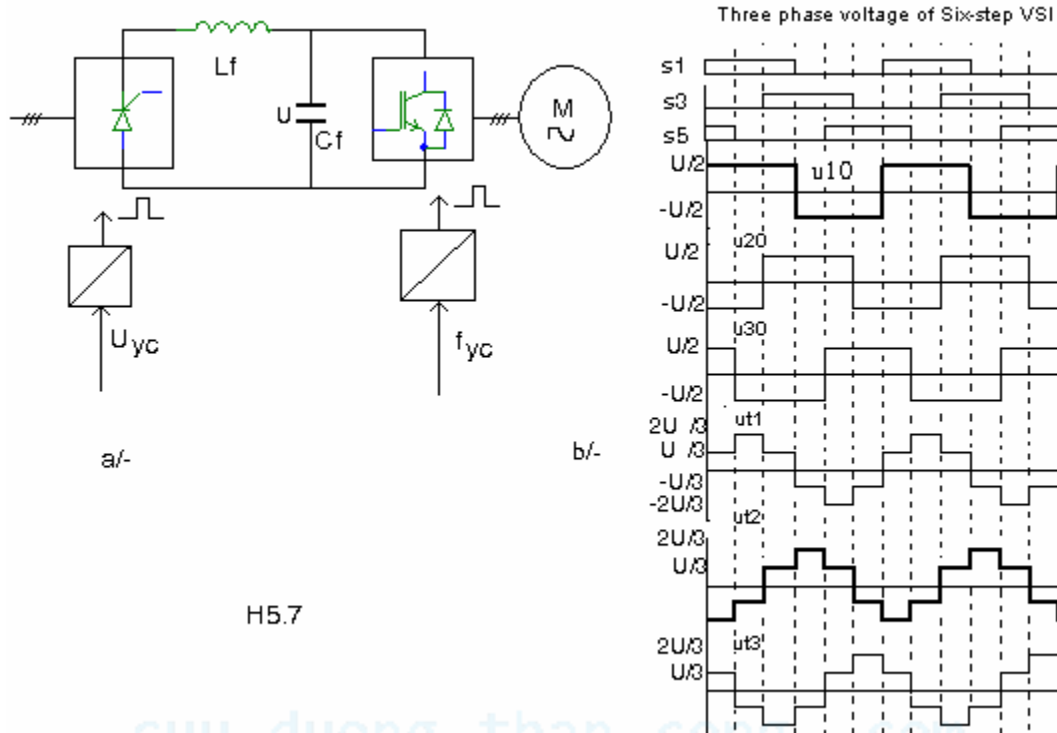
5.3.1 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN THEO BIÊN ĐỘ

Phương pháp được gọi tắt là phương pháp điều biên. Khác với các phương pháp sử dụng kỹ thuật điều chế độ rộng xung (PWM) chỉ cần nguồn áp dc không đổi, phương pháp điều biên đòi hỏi điện áp nguồn dc điều khiển được. Độ lớn điện áp ra được điều khiển bằng cách điều khiển nguồn điện áp DC. Chẳng hạn sử dụng bộ chỉnh lưu có điều khiển hoặc kết hợp bộ chỉnh lưu không điều khiển và bộ biến đổi điện áp DC.

Bộ nghịch lưu áp thực hiện chức năng điều khiển tần số điện áp ra. Các công tắc trong cặp công tắc cùng pha tải được kích đóng với thời gian bằng nhau và bằng một nửa chu kỳ áp ra. Mạch điều khiển kích đóng các công tắc trong bộ nghịch lưu áp vì thế đơn giản.

Bộ nghịch lưu áp ba pha điều khiển theo biên độ còn được gọi là bộ nghịch lưu áp 6 bước (six-step voltage inverter). Tần số áp cơ bản bằng tần số đóng ngắt linh kiện. Các

thành phần sóng hài bội ba và bậc chẵn không xuất hiện trên áp dây cung cấp cho tải. Còn lại



các sóng hài bậc $(6k \pm 1)$, $k=1,2,3,\dots$ cần khử bỏ bằng các biện pháp lọc sóng hài.

Tải đấu dạng sao:

Dạng điện áp pha tải- ví dụ u_{t1} (xem đồ thị u_{t1} hình H5.7b) có thể biểu diễn dưới dạng:

$$u_{t1}(t) = \frac{2}{\pi} U \cdot (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots) \quad (5.41)$$

Biên độ thành phần sóng hài bậc n của điện áp pha tải có thể xác định theo hệ thức:

$$U_{(n)} = \frac{2U}{3n\pi} \left[2 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) - \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right) \right] ; \quad n=1,5,7,11,13,\dots \quad (5.42)$$

$$\text{Với } n=1, \text{ biên độ thành phần hài cơ bản: } U_{t1(l)m} = \frac{2}{\pi} U \quad (5.43)$$

Trị hiệu dụng điện áp pha có độ lớn:

$$U_t = \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} \left(\frac{U}{3}\right)^2 dx + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left(\frac{2U}{3}\right)^2 dx + \int_{2\pi/3}^{\pi} \left(\frac{U}{3}\right)^2 dx \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{3} U \quad (5.44)$$

Tải đấu dạng tam giác:

Điện áp tải u_{t12} có thể biểu diễn dưới dạng:

$$u_{t12}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U \cdot \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{5} \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{7} \sin\left(7\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \dots \right] \quad (5.45)$$

Biên độ thành phần sóng hài bậc n điện áp pha tải:

$$U_{(n)-L} = \frac{4U}{n\pi} \left| \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right| \quad (5.46)$$

Với $n=1$, biên độ thành phần hài cơ bản điện áp tải: $U_{t12(l)m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U$ (5.47)

Trị hiệu dụng điện áp pha có độ lớn:

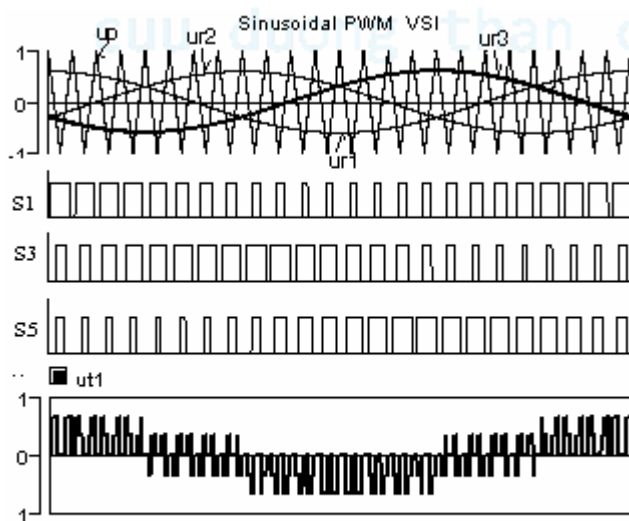
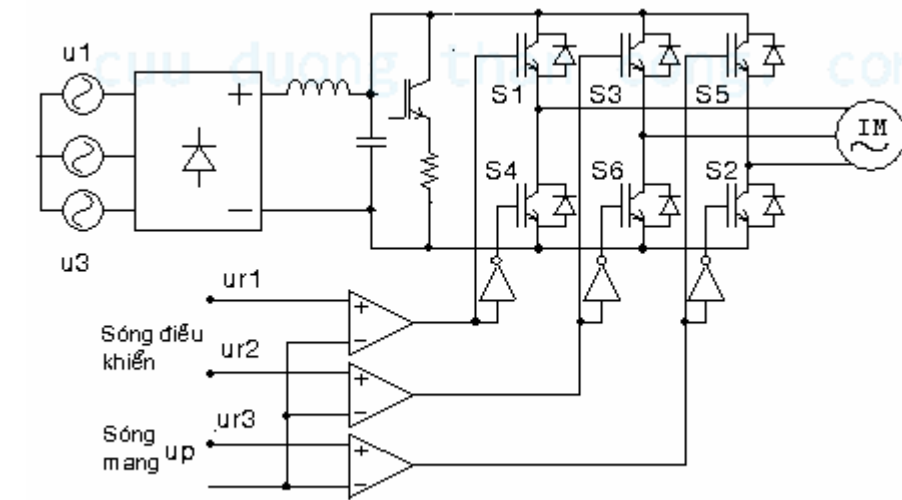
$$U_{12t} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} U^2 dx \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U \quad (5.48)$$

Sóng hài bậc cao xuất hiện trong dạng điện áp tải khá cao, do đó hạn chế phạm vi sử dụng của phương pháp điều biên, nhất là ở tần số thấp.

Nếu sử dụng thyristor kết hợp với bộ chuyển mạch làm chức năng công tắc trong bộ nghịch lưu áp, và nếu bộ chuyển mạch làm việc phụ thuộc vào độ lớn nguồn áp một chiều, phương pháp điều biên rõ ràng không phù hợp để điều khiển điện áp tải trong phạm vi áp nhỏ.

Ngoại trừ trường hợp điều khiển theo biên độ đòi hỏi nguồn DC điều khiển được, các phương pháp khác dựa vào kỹ thuật PWM sử dụng nguồn điện áp DC không đổi. Trong trường hợp này, nguồn DC có thể tạo nên từ lưới điện ac qua bộ chỉnh lưu không điều khiển và mạch lọc chứa tụ hoặc trực tiếp từ các nguồn dự trữ dưới dạng pin, aquy.

5.3.2 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG SIN (SIN PWM)



Về nguyên lý, phương pháp thực hiện dựa vào kỹ thuật analog. Giảns đồ kích đng công tắc bộ nghịch lưu dựa trên cơ sở so sánh hai tín hiệu cơ bản:

- sóng mang u_p (carrier signal) tần số cao
- sóng điều khiển u_r - reference signal (hoặc sóng điều chế-modulating signal) dạng sin. Ví

dụ: công tắc sẽ được kích đóng khi sóng điều khiển lớn hơn sóng mang ($u_r > u_p$). Trong trường hợp ngược lại, công tắc chặn được kích đóng.

Sóng mang u_p có thể ở dạng tam giác. Tần số sóng mang càng cao, lượng sóng hài bậc cao bị khử bớt càng nhiều. Tuy nhiên, tần số đóng ngắt cao làm cho tổn hao phát sinh do quá trình đóng ngắt các công tắc tăng theo. Ngoài ra, các linh kiện đòi hỏi có thời gian đóng t_{on} , và ngắt t_{off} nhất định. Các yếu tố này làm hạn chế việc chọn tần số sóng mang.

Sóng điều khiển u_r mang thông tin về độ lớn trị hiệu dụng và tần số sóng hài cơ bản của điện áp ở ngõ ra. Trong trường hợp bộ nghịch lưu áp ba pha, ba sóng điều khiển của ba pha phải được tạo lệch nhau về pha $1/3$ chu kỳ của nó. Trong trường hợp bộ nghịch lưu áp một pha, tương ứng với hai pha tải tương đương ở hình (H5.6), ta cần tạo hai sóng điều khiển lệch pha nhau $1/2$ chu kỳ (tức chúng ngược pha nhau). Để đơn giản mạch kích hơn nữa, ta có thể sử dụng một sóng điều khiển duy nhất để kích đóng, ví dụ: cặp công tắc (S_1S_4) được kích đóng theo quan hệ giữa sóng điều khiển và sóng mang, còn cặp (S_3S_2) được kích đóng ngược lại với chúng. Lúc đó, hình thành trạng thái kích đóng (S_1S_2) hoặc (S_3S_4).

Gọi m_f là tỉ số điều chế tần số (Frequency modulation ratio):

$$m_f = \frac{f_{carrier}}{f_{reference}} = \frac{f_{tri}}{f_{sine}} \quad (5.49)$$

Việc tăng giá trị m_f sẽ dẫn đến việc tăng giá trị tần số các sóng hài xuất hiện. Điểm bất lợi của việc tăng tần số sóng mang là vấn đề tổn hao do đóng ngắt lớn.

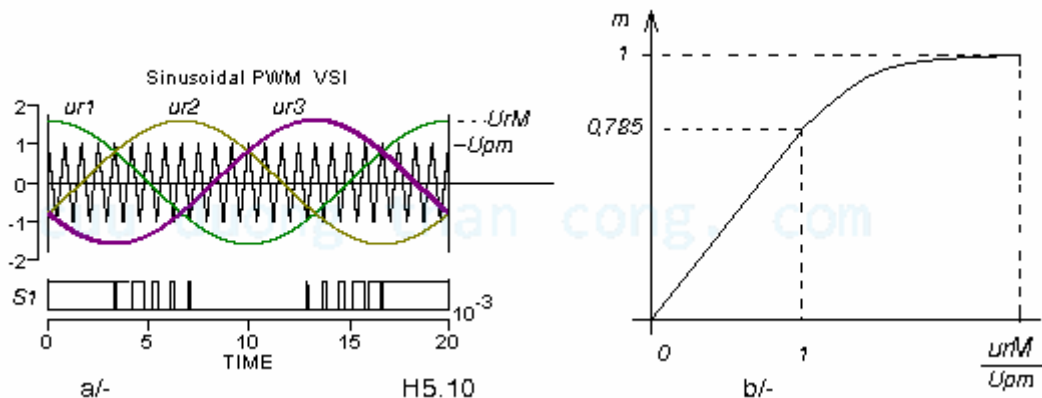
Tương tự, gọi m_a là tỉ số điều chế biên độ (Amplitude modulation ratio):

$$m_a = \frac{U_{m-reference}}{U_{m-carrier}} = \frac{U_{m-sine}}{U_{m-tri}} \quad (5.50)$$

Nếu $m_a \leq 1$ (biên độ sóng sin nhỏ hơn biên độ sóng mang) thì quan hệ giữa biên độ thành phần cơ bản của áp ra và áp điều khiển là tuyến tính.

$$\text{Đối với bộ nghịch lưu áp một pha: } U_{t(l)m} = m_a \cdot U \quad (5.51)$$

$$\text{Đối với bộ nghịch lưu áp ba pha, biên độ áp pha hài cơ bản: } U_{t(l)m} = m_a \cdot \frac{U}{2} \quad (5.52)$$



Khi giá trị $m_a > 1$, biên độ tín hiệu điều chế lớn hơn biên độ sóng mang thì biên độ hài cơ bản điện áp ra tăng không tuyến tính theo biến m_a . Lúc này, bắt đầu xuất hiện lượng sóng hài bậc cao tăng dần cho đến khi đạt ở mức giới hạn cho bởi phương pháp 6 bước. Trường hợp này còn được gọi là quá điều chế (overmodulation) hoặc điều chế mở rộng.

Trong trường hợp bộ nghịch lưu áp ba pha, các thành phần sóng hài bậc cao sẽ được giảm đến cực tiểu nếu giá trị m_f được chọn bằng số lẻ bội ba..

Nếu để ý đến hệ thức tính chỉ số điều chế, ta thấy phương pháp SPWM đạt được chỉ số lớn nhất trong vùng tuyến tính khi biên độ sóng điều chế bằng với biên độ sóng mang. Lúc đó, ta có:

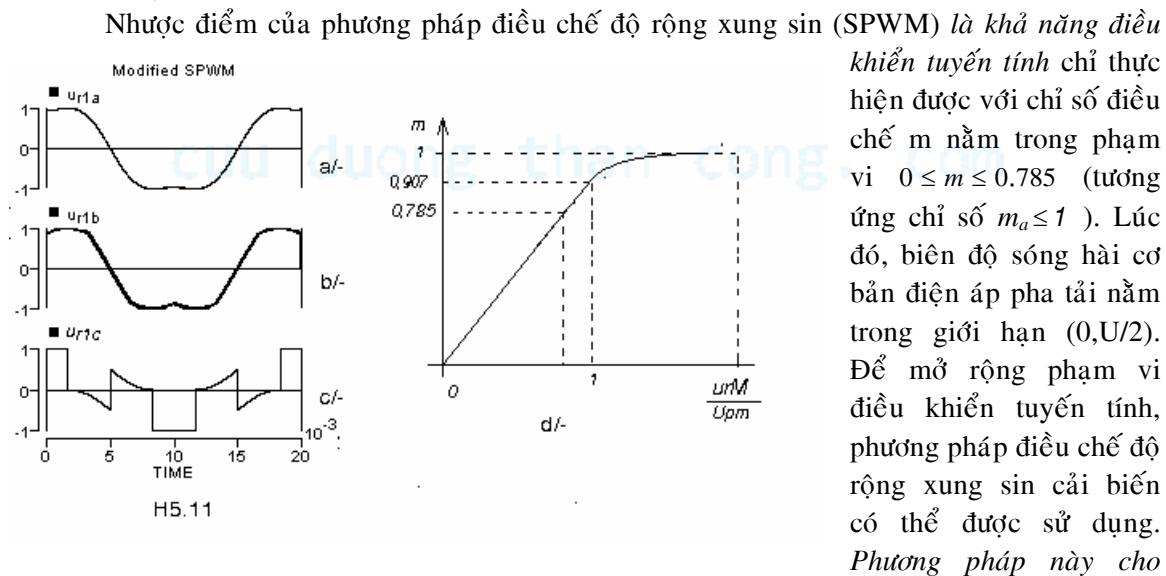
$$m_{SPWM_max} = \frac{u_{(1)m}}{u_{(1)m-six_step}} = \frac{U/2}{\frac{\pi}{2}U} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad (5.53)$$

Phân tích sóng hài:

Việc đánh giá chất lượng sóng hài xuất hiện trong điện áp tải có thể được thực hiện bằng phân tích chuỗi Fourier. Ở đây, chu kỳ lấy tích phân Fourier được chia thành nhiều khoảng nhỏ, với cận lấy từng tích phân của từng khoảng được xác định từ các giao điểm của sóng điều khiển và sóng mang dạng tam giác.

5.3.3 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG CẢI BIẾN (MODIFIED SPWM)

(hình H5.11)



Nhược điểm của phương pháp điều chế độ rộng xung sin (SPWM) là khả năng điều khiển tuyến tính chỉ thực hiện được với chỉ số điều chế m nằm trong phạm vi $0 \leq m \leq 0.785$ (tương ứng chỉ số $m_a \leq 1$). Lúc đó, biên độ sóng hài cơ bản điện áp pha tải nằm trong giới hạn $(0, U/2)$. Để mở rộng phạm vi điều khiển tuyến tính, phương pháp điều chế độ rộng xung sin cải biến có thể được sử dụng. Phương pháp này cho phép thực hiện điều khiển tuyến tính điện áp tải với chỉ số điều chế nằm trong phạm vi $0 \leq m \leq 0.907$, biên độ sóng hài bậc một điện áp đạt giá trị cực đại bằng $\frac{U}{\sqrt{3}}$ và chỉ số điều chế lúc đó bằng:

$$m_{MSPWM_max} = \frac{\frac{U}{\sqrt{3}}}{\frac{\pi}{2\sqrt{3}}U} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0,907 \quad (5.54)$$

Nguyên lý thực hiện: giản đồ kích đóng linh kiện cũng dựa vào kết quả so sánh các tín hiệu điều khiển và sóng mang (dạng tam giác) tần số cao. Sóng điều chế (u_{r1}, u_{r2}, u_{r3}) được tạo thành bằng cách cộng thành phần tín hiệu dạng sin với một thành phần sóng hài bội ba

(thành phần thứ tự không). Khi tăng độ lớn sóng điều khiển để đạt chỉ số điều chế m lớn hơn 0,907, quan hệ điều khiển trở nên phi tuyến.

Sóng điều chế có thể chọn ở dạng liên tục hoặc gián đoạn.

a. Trường hợp sóng điều chế liên tục dưới dạng hàm điều hòa gồm các thành phần hàm điều hòa bậc 1 và hàm điều hòa bậc bội ba như sau, ví dụ đối với pha thứ nhất (xem đồ thị u_{r1a} , hình H5.11a):

$$u_r = \frac{2}{\sqrt{3}} M \left[\cos(x) - \frac{1}{6} \cos(3x) \right]; \quad (0 \leq M \leq 1) \quad (5.55)$$

b. Trường hợp sóng điều chế liên tục dẫn giải từ tương quan giữa phương pháp điều chế độ rộng xung lấy mẫu (sampling PWM) và phương pháp điều chế vector không gian.

Hàm mô tả sóng điều khiển ba pha đối với pha thứ nhất có thể viết dưới dạng như sau (xem đồ thị u_{r1b} , hình H5.11b):

$$u_r = \begin{cases} M \cos(x - 30^\circ) & \text{nếu } 0^\circ \leq x < 60^\circ \\ & \text{hoặc } 180^\circ \leq x < 240^\circ \\ M \sqrt{3} \cos(x) & \text{nếu } 60^\circ \leq x < 120^\circ \\ & \text{hoặc } 240^\circ \leq x < 300^\circ \\ M \cos(x + 30^\circ) & \text{nếu } 120^\circ \leq x < 180^\circ \\ & \text{hoặc } 300^\circ \leq x < 360^\circ \end{cases} ; \quad (0 \leq M \leq 1) \quad (5.56)$$

c. Trường hợp hàm điều chế gián đoạn: tồn tại nhiều dạng sóng điều chế dạng không liên tục được đưa ra để thực hiện phương pháp điều chế độ rộng xung cải biến. Một trong các dạng sóng điều khiển dạng gián đoạn được mô tả bởi hàm sau đây đối với pha thứ nhất: (xem hình H5.11c):

$$u_r = \begin{cases} 1 & ; -30^\circ \leq x < 30^\circ \\ 2M \cos(x - 30^\circ) - 1 & ; 30^\circ \leq x < 90^\circ \\ 2M \cos(x + 30^\circ) + 1 & ; 90^\circ \leq x < 150^\circ \\ -1 & ; 150^\circ \leq x < 210^\circ \\ 2M \cos(x - 30^\circ) + 1 & ; 210^\circ \leq x < 270^\circ \\ 2M \cos(x + 30^\circ) - 1 & ; 270^\circ \leq x < 330^\circ \end{cases} ; \quad (0 \leq M \leq 1) \quad (5.57)$$

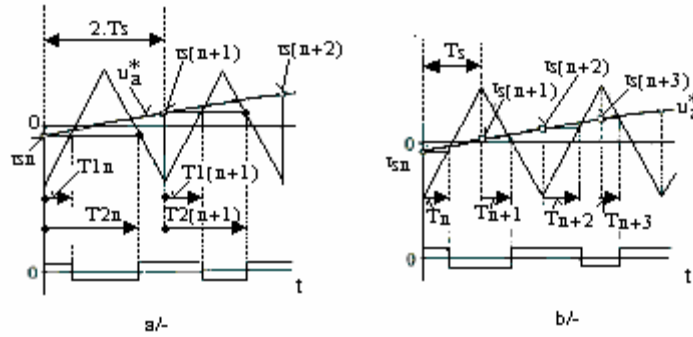
Ưu điểm của sóng điều chế dạng gián đoạn là số lần chuyển mạch trong một chu kỳ bị giảm xuống, do đó công suất tổn hao do quá trình đóng ngắt cũng giảm theo. Do tín hiệu sóng điều chế được thiết lập ở giá trị cực trị trong một phần ba chu kỳ nên số lần chuyển mạch sẽ giảm đi một phần ba so với phương pháp điều chế với tín hiệu liên tục.

5.3.4 ĐIỀU CHẾ THEO MẪU (REGULAR SAMPLING TECHNIQUES)

Nguyên lý của phương pháp điều chế độ rộng xung sin dựa vào kỹ thuật analog.

Việc điều chế độ rộng xung cũng có thể thực hiện trên cơ sở kỹ thuật số. Lúc đó, tín hiệu điều khiển được số hóa trong từng chu kỳ lấy mẫu. Mẫu tín hiệu sau đó được so sánh với sóng răng cưa ví dụ thực hiện bằng mạch đếm.

Kỹ thuật lấy mẫu có thể thực hiện đối xứng hoặc không đối xứng. Kỹ thuật đối xứng được thực hiện với chu kỳ lấy mẫu bằng chu kỳ sóng tam giác (H5.12a), trường hợp lấy mẫu không đối xứng xảy ra khi việc lấy mẫu diễn ra ở mỗi nửa chu kỳ sóng tam giác (H5.12b).



H5.12

Khi áp dụng phương pháp lấy mẫu đối xứng, không cần thiết tạo ra sóng tam giác như trên hình vẽ H5.12a. Gọi T_1 , T_2 là các khoảng thời gian (xem hình H5.12a) dùng để xác định thời điểm kích đóng linh kiện, T_1, T_2 có thể xác định trong thời gian thực (real time) bằng phép tính đơn giản (5.58), (5.59) như sau:

$$T_1 = \frac{1}{2} T_S \cdot [1 + u_a^*(t_s)] \quad (5.58)$$

$$T_2 = T_S + \frac{1}{2} T_S \cdot [1 - u_a^*(t_s)] \quad (5.59)$$

Trong đó, $2T_s$ là khoảng thời gian của chu kỳ lấy mẫu, t_{sn} , $t_{s(n+1)}$ là các thời điểm thực hiện việc lấy mẫu, $u_a^*(t_s)$ là hàm sóng điều khiển dạng analog.

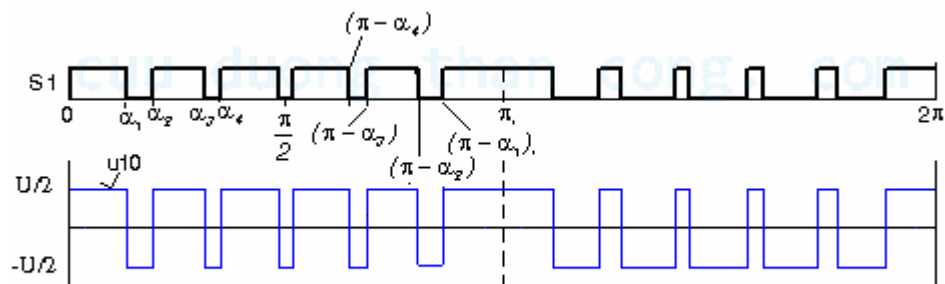
5.3.5. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG TỐI ƯU (OPTIMUM PWM)

Ảnh hưởng của một số sóng hài bậc thấp chứa trong áp ra có thể khử bỏ hoặc hạn chế bằng phương pháp điều chế độ rộng xung tối ưu. Giả sử để kích đóng các công tắc được thiết lập trên cơ sở phân tích hàm tối ưu theo các biến là góc kích đóng các linh kiện.

Trong trường hợp hàm tối ưu được thực hiện bằng cách triệt tiêu một số sóng hài bậc cao, phương pháp trên được gọi là phương pháp triệt tiêu các sóng hài chọn lọc (Selective Harmonic Elimination- SHE).

Biên độ các sóng hài có thể xác định qua khai triển chuỗi Fourier dạng sóng áp ra:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \\ U_3 &= U_3(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \\ U_{2k+1} &= U_{2k+1}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \end{aligned} \quad (5.60)$$



H5.13

Với SHE, giản đồ kích đóng được chọn sẽ khử bỏ $(n-1)$ sóng hài bậc cao và điều khiển sóng hài cơ bản, hàm tối ưu quan hệ giữa các góc $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ được biểu diễn qua hệ n phương trình sau:

$$\begin{aligned} u_1 &= U_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \\ 0 &= U_{k1}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \\ 0 &= U_{k2}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \\ 0 &= U_{k(n-1)}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \end{aligned} \quad (5.61)$$

Giải hệ các phương trình xác định góc kích $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ ta sẽ thiết lập được giản đồ kích đóng các công tắc.

Nếu dạng điện áp tải là hàm lẻ, hệ số b_k trong phân tích chuỗi Fourier sẽ triệt tiêu và ta có:

$$b_k = 0 \quad (5.62)$$

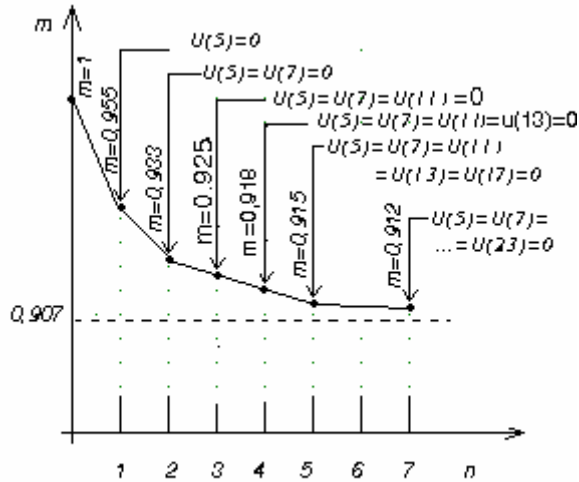
$$a_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_t \cdot \sin k\omega t \cdot d(\omega t) \quad (5.63)$$

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2U}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} (+1) \cdot \sin k\omega t \cdot d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \cdot \sin k\omega t \cdot d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. \dots + \int_{\alpha_{n-1}}^{\alpha_n} (-1)^{n-1} \cdot \sin k\omega t \cdot d(\omega t) + \int_{\alpha_n}^{\frac{\pi}{2}} (+1)^1 \cdot \sin k\omega t \cdot d(\omega t) \right] \\ a_k &= \frac{2U}{k\pi} [1 + 2(-\cos k\alpha_1 + \cos k\alpha_2 - \dots + \cos k\alpha_n)] \end{aligned} \quad (5.64)$$

$$a_k = \frac{2U}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^n (-1)^p \cdot \cos k\alpha_p \right] \quad (5.65)$$

Phạm vi điều khiển điện áp của phương pháp SHE:

Trong phạm vi điều khiển PWM tuyến tính ($m < 0.907$), phụ thuộc vào số lần chuyển mạch của linh kiện, nghiệm hệ phương trình (5.61) luôn tồn tại và phương pháp SHE cho phép thực hiện triệt tiêu sóng hài với số lần đóng ngắt tối thiểu.



H5.14

Khi tăng chỉ số điều chế biên độ lớn hơn giá trị 0,907 ($m > 0.907$), phương pháp SHE chuyển sang phạm vi điều khiển điều chế mở rộng (quá điều chế). Nghiệm của hệ phương trình (5.61) không thể luôn luôn tồn tại với yêu cầu triệt tiêu các sóng hài cho trước. Do đó, với yêu cầu triệt tiêu một số sóng hài chọn lọc, tồn tại một giới hạn tối đa của chỉ số điều chế m_{\max} tương ứng. Đồ thị trên hình H5.14 minh họa quan hệ giữa chỉ số điều chế cực đại đạt được theo SHE và số sóng hài (n) được triệt tiêu kèm theo.

Tại giá trị $m=1$, các thành phần sóng hài tồn tại đầy đủ như của trường hợp điều khiển theo phương pháp điều khiển sáu bước.

Ví dụ 5.1: Thiết lập hệ phương trình lượng giác để tìm nghiệm là các góc chuyển mạch để điều khiển biên độ sóng hài cơ bản và khử bỏ 4 sóng hài bậc 5, 7, 11 và 13. Xác định giá trị cụ thể các góc chuyển mạch khi chỉ số điều chế $m=0.8$.

Giải:

Ta cần thực hiện 5 lần chuyển mạch ($n=5$) trong $1/4$ chu kỳ áp ra. Hệ phương trình xác định góc chuyển mạch sẽ là:

$$a_1 = \frac{2U}{\pi} [1 + 2(-\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4 - \cos \alpha_5)] = m \cdot \frac{2U}{\pi}$$

$$a_5 = \frac{2U}{5\pi} [1 + 2(-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 - \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4 - \cos 5\alpha_5)] = 0$$

$$a_7 = \frac{2U}{\pi} [1 + 2(-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 - \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4 - \cos 7\alpha_5)] = 0$$

$$a_{11} = \frac{2U}{\pi} [1 + 2(-\cos 11\alpha_1 + \cos 11\alpha_2 - \cos 11\alpha_3 + \cos 11\alpha_4 - \cos 11\alpha_5)] = 0$$

$$a_{13} = \frac{2U}{\pi} [1 + 2(-\cos 13\alpha_1 + \cos 13\alpha_2 - \cos 13\alpha_3 + \cos 13\alpha_4 - \cos 13\alpha_5)] = 0$$

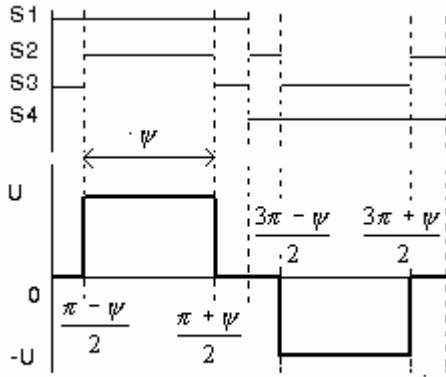
Với $m=0.8$, sử dụng phương pháp Newton-Raphson và giải hệ phương trình trên bằng máy tính, ta thu được hệ nghiệm sau:

$$\alpha_1 = 0,1458[\text{rad}]; \alpha_2 = 0,2704[\text{rad}]; \alpha_3 = 0,8410[\text{rad}];$$

$$\alpha_4 = 0,8885[\text{rad}]; \alpha_5 = 1,5326[\text{rad}]$$

5.3.6 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU RỘNG (SINGLE PULSE WIDTH MODULATION)

Phương pháp điều rộng hay phương pháp điều chế độ rộng xung đơn là trường hợp đặc biệt của phương pháp điều chế độ rộng xung. Trong mỗi nửa chu kỳ áp ra chỉ có một xung điện áp. Độ lớn điện áp cho tải được điều khiển bằng cách thay đổi độ rộng xung điện áp (hình H5.15). Phương pháp này chỉ áp dụng điều khiển bộ nghịch lưu áp một pha.



H5.15

Tác dụng sóng hài bậc cao khá lớn.

Trị hiệu dụng điện áp tải:

$$U_t = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\psi}{2}}^{\frac{\pi+\psi}{2}} U^2 dx} = U \sqrt{\frac{\psi}{\pi}} \quad (5.66)$$

Phân tích điện áp bằng chuỗi Fourier, ta có áp tải gồm thành phần hài cơ bản và các hài bậc lẻ:

$$u_t = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U_{(n)} \cdot \sin(n\omega t) \text{ với}$$

$$U_{(n)} = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi-\psi}{2}}^{\frac{\pi+\psi}{2}} U \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4U}{n\pi} \cdot \cos(n \cdot \frac{\pi-\psi}{2}) \quad (5.67)$$

Biên độ sóng hài cơ bản được điều khiển bởi độ rộng ψ theo hệ thức:

$$U_{(1)} = \frac{4U}{\pi} \cdot \cos(\frac{\pi-\psi}{2}) \quad (5.68)$$

5.3.7 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ VECTOR KHÔNG GIAN (SPACE VECTOR MODULATION- hoặc SPACE VECTOR PWM)

Phương pháp điều chế vector không gian xuất phát từ các ứng dụng của vector không gian trong máy điện xoay chiều, sau đó được mở rộng triển khai trong các hệ thống điện ba pha. Phương pháp điều chế vector không gian và các dạng cải biến của nó có tính hiện đại, giải thuật dựa chủ yếu vào kỹ thuật số và là các phương pháp được sử dụng phổ biến nhất hiện nay trong lĩnh vực điện tử công suất liên quan đến điều khiển các đại lượng xoay chiều ba pha như điều khiển truyền động điện xoay chiều, điều khiển các mạch lọc tích cực, điều khiển các thiết bị công suất trên hệ thống truyền tải điện.

Khái niệm vector không gian và phép biến hình vector không gian: cho đại lượng ba pha v_a, v_b, v_c cân bằng, tức thỏa mãn hệ thức:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (5.69)$$

Phép biến hình từ các đại lượng ba pha v_a, v_b, v_c sang đại lượng vector \vec{v} theo hệ thức:

$$\vec{v} = k \cdot (v_a + \bar{a} \cdot v_b + \bar{a}^2 \cdot v_c) \quad (5.70)$$

$$\text{trong đó: } \bar{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (5.71)$$

được gọi là phép biến hình vector không gian và đại lượng vector \vec{v} gọi là vector không gian của đại lượng ba pha.

Hằng số k có thể chọn với các giá trị khác nhau. Với $k=2/3$, phép biến hình không bảo toàn công suất và với $k=\sqrt{2/3}$ phép biến hình bảo toàn công suất.

Ví dụ 5.1: Xác định vector không gian cho các đại lượng ba pha dạng cosin sau:

$$v_a = V_m \cdot \cos(x - \theta_0)$$

$$v_b = V_m \cdot \cos(x - \theta_0 - \frac{2\pi}{3})$$

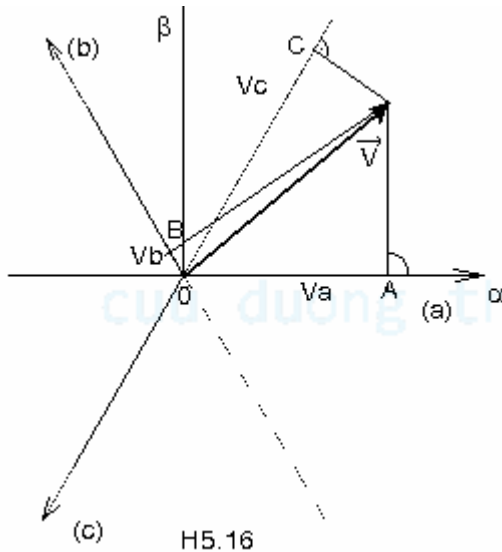
$$v_c = V_m \cdot \cos(x - \theta_0 - \frac{4\pi}{3})$$

Giải:

Vector không gian theo định nghĩa:

$$\vec{v} = \frac{2}{3} [V_m \cdot \cos(x - \theta_0) + \bar{a} \cdot V_m \cdot \cos(x - \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) + \bar{a}^2 \cdot V_m \cdot \cos(x - \theta_0 - \frac{4\pi}{3})]$$

$$\vec{v} = V_m \cdot [(\cos(x - \theta_0) + j \cdot \sin(x - \theta_0))] = V_m \cdot e^{j(x - \theta_0)}$$



Như vậy, trong hệ tọa độ vuông góc $\alpha - \beta$, vector không gian \vec{v} có biên độ V_m bắt đầu từ vị trí $V_m \cdot e^{j\theta_0}$ sẽ quay chung quanh trục tọa độ với tần số góc ω .

Phép biến hình vector không gian ngược:

Với hệ số $k=2/3$, phép biến hình của vector không gian ngược cho ta thu được đại lượng ba pha từ vector không gian \vec{v} như sau:

$$v_a = \text{Re}\{\vec{v}\}$$

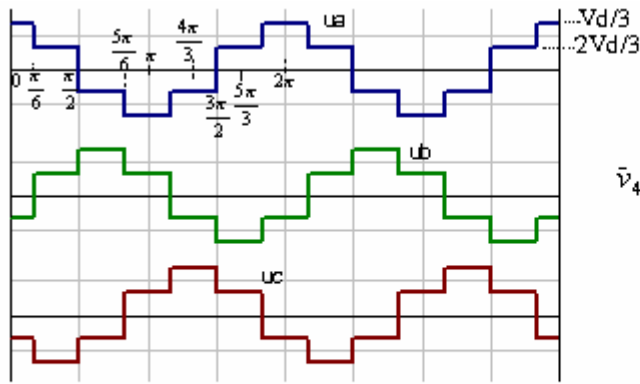
$$v_b = \text{Re}\{\bar{a}^2 \cdot \vec{v}\} = -\frac{1}{2} \cdot \text{Re}\{\vec{v}\} + \frac{\sqrt{3}}{2} \text{Im}\{\vec{v}\} \quad (5.72)$$

$$v_c = \text{Re}\{\bar{a} \cdot \vec{v}\} = -\frac{1}{2} \cdot \text{Re}\{\vec{v}\} - \frac{\sqrt{3}}{2} \text{Im}\{\vec{v}\}$$

Từ hình vẽ H5.16 và các hệ thức dẫn giải, dễ suy ra rằng kết quả của phép biến hình vector không gian ngược chính là hình chiếu của đại lượng vector \vec{v} lên hệ 3 trục tọa độ (abc) lệch pha 120° trong mặt phẳng vector phức.

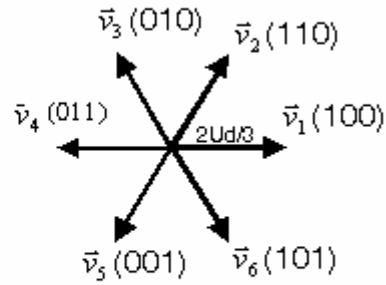
Ví dụ 5.2: Xác định quỹ đạo vector không gian của điện áp ba pha tải của bộ nghịch lưu áp ba pha điều khiển theo phương pháp 6 bước:

Giải:



H5.17

a/-



b/-

Bằng cách chọn thời điểm ban đầu như hình vẽ H5.17, áp dụng hệ thức (5.70) định nghĩa vector không gian, ta xác định vị trí vector \vec{v} theo thời gian và điền vào bảng B5.1.

Bảng B5.1:

	$(0, \pi/6)$	$(\pi/6, \pi/2)$	$(\pi/2, 5\pi/6)$	$(5\pi/6, 7\pi/6)$	$(7\pi/6, 3\pi/2)$	$(3\pi/2, 11\pi/3)$	$(11\pi/3, 2\pi)$
v_a	$2V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/3$	$-2V_d/3$	$-V_d/3$	$V_d/3$	$2V_d/3$
v_b	$-V_d/3$	$V_d/3$	$2V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/3$	$-2V_d/3$	$-V_d/3$
v_c	$-V_d/3$	$-2V_d/3$	$-V_d/3$	$V_d/3$	$2V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/3$
S_1	1	1	0	0	0	1	1
S_3	0	1	1	1	0	0	0
S_5	0	0	0	1	1	1	0
\vec{v}	$\frac{2V_d}{3}$	$\frac{2V_d}{3} \cdot e^{j\pi/3}$	$\frac{2V_d}{3} \cdot e^{j2\pi/3}$	$\frac{2V_d}{3} \cdot e^{j\pi}$	$\frac{2V_d}{3} \cdot e^{j4\pi/3}$	$\frac{2V_d}{3} \cdot e^{j5\pi/3}$	$\frac{2V_d}{3}$
	$\vec{v}_1(100)$	$\vec{v}_2(110)$	$\vec{v}_3(010)$	$\vec{v}_4(011)$	$\vec{v}_5(001)$	$\vec{v}_6(101)$	$\vec{v}_1(100)$

Biểu diễn vector \vec{v} dưới dạng tổng quát, ta có:

$$\vec{v} = \frac{2V_d}{3} \cdot e^{j \cdot \frac{k_1 \cdot \pi}{3}} \quad (5.73)$$

$$\text{với } k_1 = \text{int} \left[\frac{x + \pi/6}{\pi/3} \right], \quad x = \omega \cdot t; k_1 = \{0, 1, 2, 3, 4, 5\} \quad (5.74)$$

V_d là độ lớn điện áp nguồn dc bộ nghịch lưu áp.

Vector \vec{v} dịch chuyển lần lượt di chuyển nhảy đến 6 vị trí đỉnh của hình lục giác đều với độ lớn vector bằng $2V_d/3$ và lưu lại ở từng vị trí trong thời gian $1/6$ chu kỳ lưới.

Ví dụ 5.3: Xác định quỹ đạo của vector không gian điện áp ba pha tải của bộ nghịch lưu áp ba pha điều khiển theo phương pháp điều chế độ rộng xung (sin).

Giải

Dễ dàng thấy rằng, có tất cả 8 vị trí mà vector \vec{v} có thể đạt được, bao gồm 6 vị trí đỉnh của hình lục giác và 2 vị trí tại gốc tọa độ (vector không) mà nó đạt được khi bộ nghịch lưu áp có cả ba linh kiện của cùng nhóm trên ($S_1=S_3=S_5=1$) hoặc của cùng nhóm dưới ($S_2=S_4=S_6=1$) được kích đóng.

Bảng B5.2

S_1	1	1	0	0	0	1	1	0	1
S_3	0	1	1	1	0	0	0	0	1
S_5	0	0	0	1	1	1	0	0	1
v_a	$2V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/3$	$-2V_d/3$	$-V_d/3$	$V_d/3$	$2V_d/3$	0	0
v_b	$-V_d/3$	$V_d/3$	$2V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/3$	$-2V_d/3$	$-V_d/3$	0	0
v_c	$-V_d/3$	$-2V_d/3$	$-V_d/3$	$V_d/3$	$2V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d/3$	0	0
\vec{v}	$\frac{2V_d}{3}$	$\frac{2V_d e^{j\pi/3}}{3}$	$\frac{2V_d e^{j2\pi/3}}{3}$	$\frac{2V_d}{3} \cdot e^{j\pi}$	$\frac{2V_d e^{j4\pi/3}}{3}$	$\frac{2V_d e^{j5\pi/3}}{3}$	$\frac{2V_d}{3}$	0	0
	$\vec{v}_1 (100)$	$\vec{v}_2 (110)$	$\vec{v}_3 (010)$	$\vec{v}_4 (011)$	$\vec{v}_5 (001)$	$\vec{v}_6 (101)$	\vec{v}_1 (100)	\vec{v}_0 (000)	\vec{v}_7 (111)

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

Phương pháp điều chế vector không gian:

Phương pháp điều khiển 6 bước tạo nên sự dịch chuyển nhảy cấp tuần hoàn của vector không gian giữa 6 vị trí đỉnh của hình lục giác. Điều này làm quá trình điện áp pha tải nghịch lưu hình thành chứa nhiều thành phần sóng hài bậc cao. Hệ quả là quỹ đạo vector không gian bị biến đổi về pha và modul so với trường hợp áp ba pha tải dạng sin. Mặt khác, phương pháp điều chế độ rộng xung dạng sin dù tạo ra điện áp pha tải gần dạng sin nhưng chỉ có thể đảm bảo phạm vi điều khiển thành phần điện áp cơ bản của pha tải đến biên độ $V_d/2$.

Phương pháp điều chế vector không gian khắc phục các nhược điểm của hai phương pháp nêu trên.

Ý tưởng của phương pháp điều chế vector không gian là tạo nên sự dịch chuyển liên tục của *vector không gian tương đương* trên quỹ đạo đường tròn của vector điện áp bộ nghịch lưu, tương tự như trường hợp vector không gian của đại lượng sin ba pha tạo được. Với sự dịch chuyển đều đặn của vector không gian trên quỹ đạo tròn, các sóng hài bậc cao được loại bỏ và quan hệ giữa tín hiệu điều khiển và biên độ áp ra trở nên tuyến tính. Vector tương đương ở đây chính là *vector trung bình* trong thời gian một chu kỳ lấy mẫu T_s của quá trình điều khiển bộ nghịch lưu áp.

Xét góc một phần sáu thứ nhất của hình lục giác tạo thành bởi đỉnh của ba vector \vec{v}_1 , \vec{v}_2 và \vec{v}_0 . Các vector đỉnh \vec{v}_1 , \vec{v}_2 và \vec{v}_0 tạo thành các vector cơ bản của góc phần sáu trên. Giả sử rằng trong thời gian lấy mẫu T_s , ta cho tác dụng vector \vec{v}_1 trong thời gian T_1 , vector \vec{v}_2 trong thời gian T_2 và vector \vec{v}_0 tác dụng trong thời gian còn lại ($T_s - T_1 - T_2$). Vector tương đương được tính bằng vector trung bình bởi chuỗi tác động liên tiếp nêu trên, tức là:

$$\vec{V} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_1} \vec{v}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{v}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \vec{v}_0 dt \right]$$

$$\vec{V} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_1} \frac{2V_d}{3} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \frac{2V_d}{3} e^{j\frac{\pi}{3}} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} 0 dt \right] \quad (5.75a)$$

$$\vec{V} = \frac{2V_d}{3} \frac{T_1}{T_s} + \frac{2V_d}{3} e^{j\frac{\pi}{3}} \frac{T_2}{T_s} = \vec{v}_1 \cdot \tau_1 + \vec{v}_2 \cdot \tau_2 \quad (5.75b)$$

Hệ thức vector (5.75b) có thể biểu diễn dưới dạng đồ thị vector trên hình vẽ H5.18a,

$$\text{với } \tau_1 = \frac{T_1}{T_s}; \tau_2 = \frac{T_2}{T_s}; \vec{v}_1 = \frac{2V_d}{3}; \vec{v}_2 = \frac{2V_d}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$$

Để biện luận phạm vi hoạt động của vector \vec{V} , ta có thể biểu diễn nó theo hai trục tọa độ vuông góc xy (xem hình H5.18b) dưới dạng:

$$\vec{V} = \frac{\vec{v}_1 + \vec{v}_2}{2} \cdot (\tau_1 + \tau_2) + \frac{\vec{v}_1 - \vec{v}_2}{2} \cdot (\tau_1 - \tau_2) \quad (5.76)$$

Vector \vec{V} gồm thành phần theo trục X với độ lớn tỉ lệ với tổng thời gian tác động $(\tau_1 + \tau_2)$ và thành phần theo trục Y tỉ lệ với hiệu $(\tau_1 - \tau_2)$.

Từ các hệ thức trên và hình vẽ H5.18, ta nhận xét thấy rằng:

- khi thời gian tác động τ_1 của vector \vec{v}_1 bằng 0, vector trung bình \vec{V} có đỉnh nằm trên đoạn thẳng nối giữa 2 đỉnh của vector không \vec{v}_0 và vector \vec{v}_2 .

- khi thời gian tác động τ_2 của vector \vec{v}_2 bằng 0, vector trung bình \vec{V} có đỉnh nằm trên đoạn thẳng nối giữa 2 đỉnh của vector không \vec{v}_0 và vector \vec{v}_1
- khi thời gian tác động τ_0 của vector \vec{v}_0 bằng 0, vector trung bình \vec{V} có đỉnh nằm trên đoạn thẳng nối giữa 2 đỉnh của vector \vec{v}_1 và vector \vec{v}_2
- khi thời gian tác dụng của mỗi vector đều lớn hơn không ($\tau_0 > 0$), ($\tau_1 > 0$; $\tau_2 > 0$) vector \vec{V} nằm trong mặt phẳng giới hạn bởi 3 đỉnh của 3 vector \vec{v}_0 , \vec{v}_1 và \vec{v}_2 .
- Bán kính đường tròn quỹ đạo vector lớn nhất nội tiếp bên trong hình lục giác xảy ra khi ($\tau_1 + \tau_2 = 1$) có độ lớn tương ứng bằng $V_d/\sqrt{3}$. Tùy theo dấu của biểu thức ($\tau_1 - \tau_2$) dương hoặc âm mà vị trí vector \vec{V} sẽ trước hoặc chậm pha so với trục X.

Trong thực tế, ta thường gặp bài toán điều khiển vector không gian trung bình (tương đương) như sau: xác định thời gian đóng ngắt linh kiện để đạt được vector \vec{V} có độ lớn V và góc lệch pha γ cho trước- xem hình vẽ H5.18. Từ hình vẽ, ta có thể dẫn giải hệ thức tính τ_1, τ_2, τ_0 như sau:

$$\tau_1 = \sqrt{3} \cdot \frac{V}{V_d} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \quad (5.77)$$

$$\tau_2 = \sqrt{3} \cdot \frac{V}{V_d} \cdot \sin \gamma$$

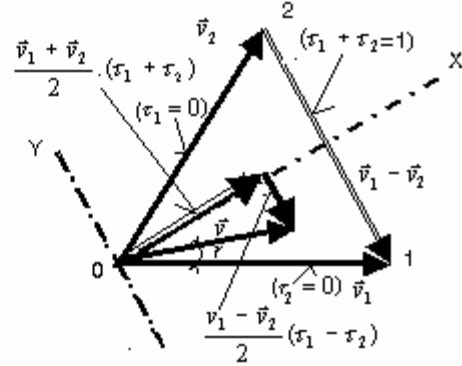
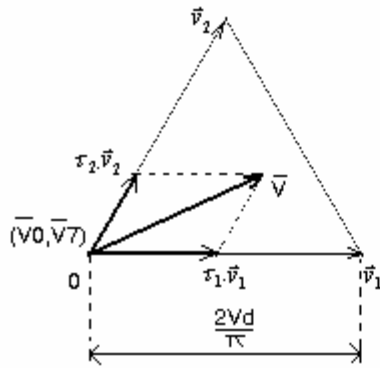
$$\tau_0 = 1 - \tau_1 - \tau_2$$

với V_d là điện áp mạch nguồn DC của bộ nghịch lưu áp.

Nếu vector \vec{v}_i ($V_{\alpha,i}; V_{\beta,i}$) nằm ở góc phần sáu thứ i so với góc phần sáu thứ nhất với các vector cơ bản $\vec{v}_{i,1}, \vec{v}_{i,2}$ và \vec{v}_0 , việc tính toán thời gian tác động τ_1, τ_2, τ_0 của các vector trên có thể thực hiện bằng cách qui đổi vector \vec{v}_i về góc phần sáu thứ nhất – tức \vec{v} (bằng hệ thức (5.78)) rồi áp dụng công thức (5.77).

Phép qui đổi thực hiện theo công thức sau:

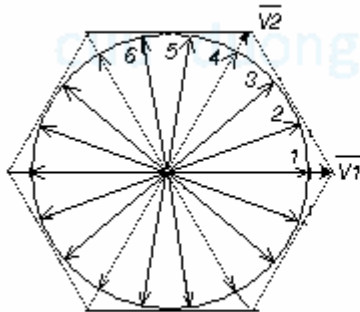
$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(i-1)\frac{\pi}{3} & -\sin(i-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(i-1)\frac{\pi}{3} & \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha,i} \\ V_{\beta,i} \end{bmatrix}; V = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}; \gamma = \arctan \frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \quad (5.78)$$



H5.18

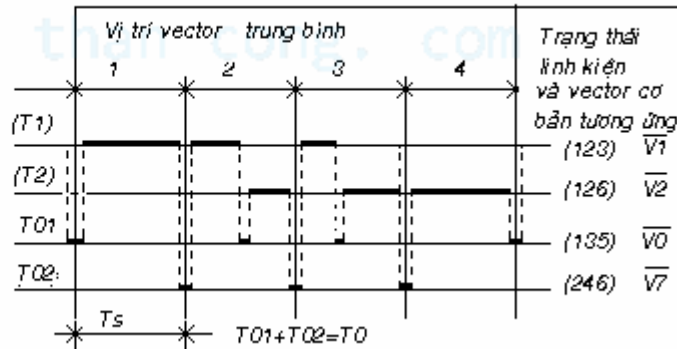
Phạm vi điều khiển tuyến tính của SVPWM

Nếu vector trung bình được điều khiển theo quỹ đạo đường tròn, vector trung bình sẽ có cùng pha với vector yêu cầu và modul tỉ lệ với modul vector ấy. Điều chế vector như vậy có tính tuyến tính. Đường tròn nội tiếp hình lục giác là quỹ đạo của vector không gian lớn nhất mà phương pháp điều chế vector không gian của bộ nghịch lưu áp hai bậc có thể đạt được trong phạm vi điều khiển tuyến tính. Bán kính đường tròn này chính bằng biên độ thành phần cơ bản điện áp pha tải $U_{(1)m}$. Như đã nhận xét ở phần trên, ta có:

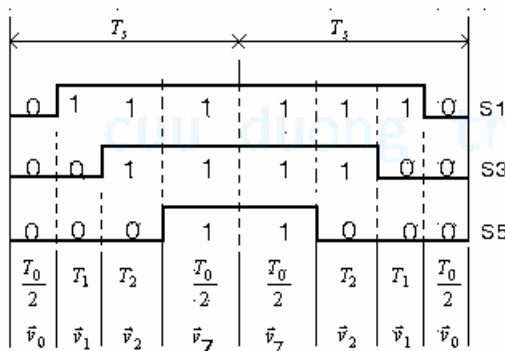


H5.19

a/-



b/-



H5.20

$$V_{t(1)m} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} \quad (5.79)$$

Chỉ số điều chế tương ứng sẽ là:

$$m = \frac{V_d/\sqrt{3}}{\frac{2V_d}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.907 \quad (5.80)$$

Kỹ thuật thực hiện điều chế vector không gian:

Ví dụ trong góc phần sáu thứ nhất với các vector cơ bản \vec{v}_1, \vec{v}_2 và các vector không \vec{v}_0, \vec{v}_7 , để điều khiển vector trung bình

\vec{V} dịch chuyển đều đặn trên quỹ đạo đường tròn bên trong hình lục giác qua các vị trí

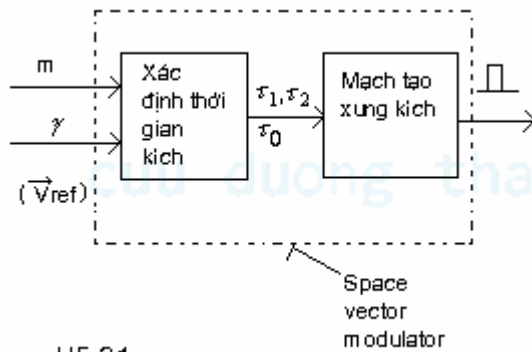
1,2,3,4, trật tự trạng thái các vector cơ bản $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_0, \vec{v}_7$ có thể thực hiện như trên hình vẽ H5.19. Trong thời gian một chu kỳ lấy mẫu T_s , thời gian tồn tại các trạng thái T_1, T_2 và T_0 được xác định từ modul và pha của vector dựa theo các công thức (5.77), thời gian T_0 bao gồm tổng thời gian xuất hiện vector \vec{V}_0 (T_{01}) và thời gian xuất hiện vector \vec{V}_7 (T_{02}).

Thông thường, một trong các tiêu chuẩn để chọn giản đồ kích đóng linh kiện là sao cho giảm thiểu tối đa số lần chuyển mạch của linh kiện để giảm tổn hao do quá trình đóng ngắt chúng. Số lần chuyển mạch sẽ ít nhất nếu ta thực hiện trình tự điều khiển các vector như sau – xem giản đồ kích dẫn các linh kiện của ba pha bộ nghịch lưu áp và vector điện áp tạo thành được vẽ trên hình H5.20. Trong nửa chu kỳ lấy mẫu đầu tiên:

$$\vec{v}_0(t_0/2) \cdot \vec{v}_1(t_1) \cdot \vec{v}_2(t_2) \cdot \vec{v}_7(t_0/2) \quad (5.81a)$$

và trong nửa chu kỳ lấy mẫu còn lại:

$$\vec{v}_7(t_0/2) \cdot \vec{v}_2(t_2) \cdot \vec{v}_1(t_1) \cdot \vec{v}_0(t_0/2) \quad (5.81b).$$



H5.21

Mạch thực hiện chức năng tạo xung kích cho các linh kiện bộ nghịch lưu với tín hiệu ngõ vào là vector điện áp (modul m và góc lệch pha γ theo nguyên lý điều chế vector không gian được gọi là mạch điều chế vector không gian (Space vector modulator) (hình H5.21).

Ngoài phương pháp điều khiển vector điện áp trung bình di chuyển theo quỹ đạo tròn (xem hình H5.19a), vector điện áp có thể điều khiển theo nguyên lý từ

thông áp dụng cho tải là động cơ không đồng bộ. Nguyên lý hoạt động của nó được minh họa theo sơ đồ vẽ trên hình H5.22. Tùy theo yêu cầu vận tốc động cơ, khối chức năng 1 có nhiệm vụ chọn một trong tám vector điện áp cơ bản để điều khiển bộ nghịch lưu.

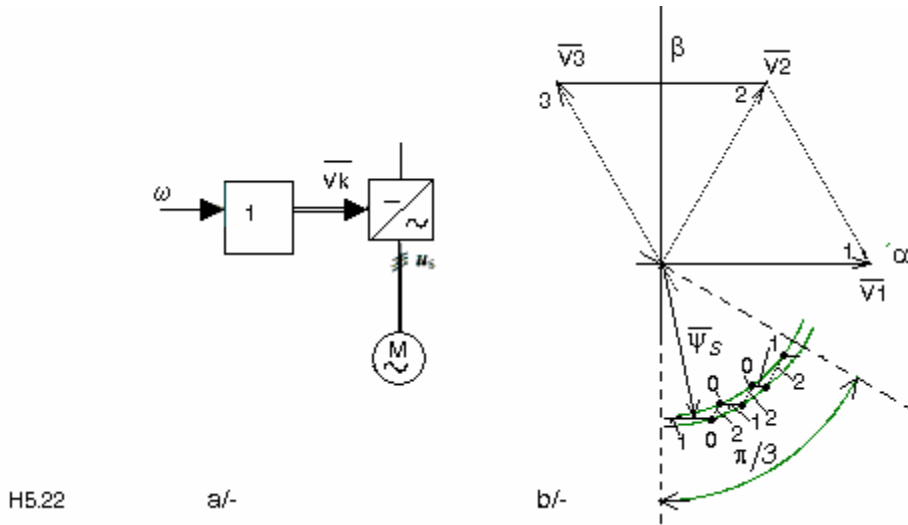
Thuật toán điều khiển theo nguyên lý từ thông là điều khiển *lượng vector điện áp theo thời gian* di chuyển bám sát quỹ đạo đường tròn. Sử dụng phương trình máy điện không đồng bộ để giải thích nguyên lý trên, giả sử bỏ qua ảnh hưởng của điện trở stator, ta có

$$\text{Ta có: } \vec{V}_k = \frac{d\vec{\psi}_s}{dt}$$

Với $\vec{\psi}_s$ là vector từ thông stator, \vec{V}_k là vector điện áp bộ nghịch lưu đặt lên mạch stator.

Giả sử tại thời điểm $t=0$, vector từ thông bằng $\vec{\psi}_s(0)$ thì tại thời điểm t xác định, ta có:

$$\vec{\psi}_s(t) = \vec{\psi}_s(0) + \int_0^t \vec{V}_k(t) \cdot dt$$



Giả sử tại thời điểm $t=0$, vector \vec{V}_1 ($S_1S_2S_6$) đang tác dụng và lượng vector \vec{V}_1 (vector từ thông) sẽ di chuyển tạo nên quỹ đạo- đường 1. Để trong góc phần sáu được khảo sát trên hình vẽ H5.22, vector từ thông không vượt ra khỏi phần quỹ đạo giới hạn bởi hai đường tròn đồng tâm, vector điện áp sẽ thay đổi giữa các trạng thái \vec{V}_1 (đường 1), \vec{V}_2 (đường 2) và \vec{V}_0 (điểm 0). Tiếp tục như vậy, trong góc phần sáu tiếp theo, sự di chuyển của vector từ thông sẽ do ba vector điện áp \vec{V}_2, \vec{V}_3 và \vec{V}_0 gây nên. Số lần chuyển đổi trạng thái của các vector điện áp sẽ phụ thuộc vào độ sai biệt cho phép được thiết lập cho hai quỹ đạo từ thông giới hạn. Trạng thái vector điện áp cần tác dụng cũng như thời gian tác dụng cực đại của chúng sẽ được tính toán trước bởi khối 1. Nếu điều khiển thời gian tác dụng của vector không \vec{V}_0 kéo dài, tốc độ di chuyển của vector từ thông sẽ chậm lại và giá trị tần số đồng bộ từ thông ω_s sẽ nhỏ đi.

Nếu lượng vector điện áp đi bám sát quỹ đạo đường tròn với sai số đủ nhỏ, vector từ thông stator đạt được di chuyển theo quỹ đạo đường tròn. Thời gian tác động các vector điện áp bộ nghịch lưu phải được tính toán trước để vector từ thông không vượt ra ngoài hai quỹ đạo tròn giới hạn.

Điều chế vector không gian cải biến (Modified space vector modulation)

Một số tác giả đưa ra phương pháp điều chế vector không gian cải biến [55],[56] trong đó, trình tự chuyển mạch giữa các vector được thực hiện theo sau:

$$\vec{v}_0(t_0/3)..\vec{v}_1(2t_1/3)..\vec{v}_2(t_2/3).. \quad (5.82a)$$

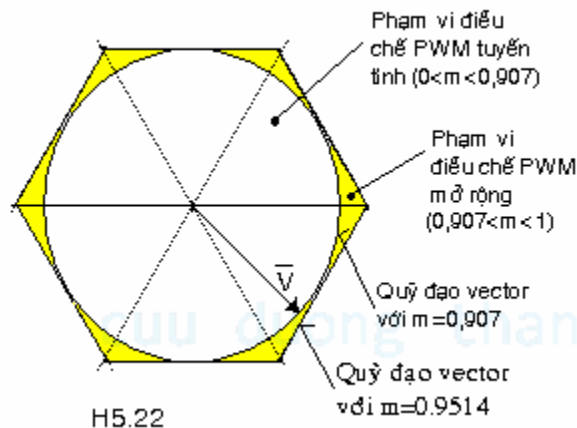
$$\vec{v}_2(t_2/3)..\vec{v}_1(2t_1/3)..\vec{v}_0(t_0/3).... \quad (5.82b)$$

Phương pháp điều chế vector không gian cải biến không cải thiện được chỉ số điều chế. Tuy nhiên, nó có thể hạn chế sóng hài dòng điện cũng như giảm tổn hao phát sinh do quá trình đóng ngắt. Lượng sóng hài sẽ giảm đối với chỉ số điều chế cao khi sử dụng phương pháp điều chế vector cải biến. Ngược lại, lượng sóng hài sẽ thấp hơn đối với chỉ số điều chế thấp khi áp dụng kỹ thuật điều chế vector theo (5.81). Do đó, để đạt hiệu quả điều chế trong phạm vi điều khiển tuyến tính đến $m=0,907$, có thể kết hợp (5.81a), (5.81b) và (5.82a), (5.82b).

5.3.8. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ MỞ RỘNG (OVERMODULATION)

Các phương pháp điều chế vector không gian và dạng cải biến của nó được sử dụng để điều khiển điện áp ngõ ra có chỉ số điều chế đến giới hạn 0,907. Trong điều khiển công suất lớn, chẳng hạn điều khiển truyền động động cơ điện xoay chiều, việc tận dụng khả năng công suất của bộ nghịch lưu có ý nghĩa kinh tế vì sẽ sử dụng hiệu quả các thiết bị và linh kiện, đặc biệt trong các quá trình quá độ. Do đó, phát sinh nhu cầu điều khiển mở rộng điện áp đến giá trị cực đại mà phương pháp 6 bước tạo ra tương ứng với chỉ số điều chế $m=1$.

Phương pháp điều chế độ rộng xung sin và dạng cải biến của nó cũng có thể đạt đến giới hạn $m=1$. Tuy nhiên, đặc tính điều khiển trở nên rất phi tuyến và tính chất sóng hài đạt được không có lợi cho sử dụng. Do đó, điều chế độ rộng xung mở rộng không thực hiện thuận lợi khi sử dụng các phương pháp điều khiển đã nêu.



H5.22

Phương pháp điều chế vector mở rộng dựa vào đặc tính quỹ đạo của vector không gian (xem hình H5.22). Quỹ đạo vector giới hạn dưới là đường tròn nội tiếp bên trong hình lục giác, tương ứng $m=0,907$. Bên trong đường tròn giới hạn này, ta có thể điều khiển vector điện áp ngõ ra \vec{V} (và điện áp ba pha tải) cùng pha và tỉ lệ tuyến tính với modul của vector yêu cầu \vec{v}_{ref} .

Để tạo ra biên độ hài cơ bản có chỉ số điều chế $m>0,907$ tương ứng với vùng điều chế mở rộng, vector \vec{v}_{ref} sẽ có một phần quỹ đạo vượt ra ngoài hình lục giác và kỹ thuật điều chế vector không gian bộ nghịch lưu áp không cho phép thực hiện được điều này vì vector \vec{V} tạo thành chỉ có thể nằm bên trong diện tích giới hạn của hình lục giác. Do đó, để đạt được giá trị m cho trước thỏa điều kiện $m>0,907$, tương quan giữa quỹ đạo vector yêu cầu \vec{v}_{ref} và vector trung bình \vec{V} thực tế có thể xảy ra ở những trường hợp sau:

- Hai vector \vec{v}_{ref} , \vec{V} di chuyển cùng pha và tỉ số modul thay đổi

$$\vec{V} = m(\gamma) \cdot \vec{v}_{ref}$$

- Hai vector \vec{v}_{ref} , \vec{V} di chuyển khác pha và tỉ số modul thay đổi

$$\vec{V} = m(\gamma) \cdot \vec{v}_{ref} \cdot e^{j\delta(\gamma)}$$

Hệ quả của sự dịch chuyển không cùng pha và tỉ số modul thay đổi ở trên dẫn đến tương quan không tuyến tính giữa vector yêu cầu với thành phần hài cơ bản $\vec{V}_{(1)}$ của áp ra cũng như sự xuất hiện các thành phần sóng hài bậc cao trong điện áp pha tải. Các phương pháp điều chế vector mở rộng đều cố gắng tạo điều kiện điều khiển liên tục khi m thay đổi trong phạm vi trên, vấn đề đặc tính điều khiển tuyến tính và lượng sóng hài bậc cao là những yếu tố quyết định phương án điều chế vector mở rộng.

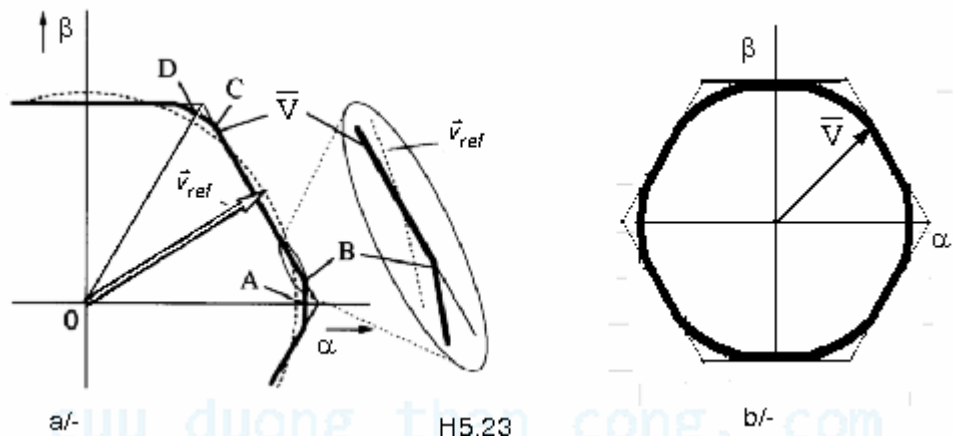
Yêu cầu điều chế vector mở rộng nhằm tạo quan hệ tuyến tính giữa thành phần hài cơ bản của vector điện áp và vector điều khiển, biểu diễn dưới dạng quan hệ toán học, ta có:

$$\vec{V}_{(1)} = m \cdot \vec{v}_{ref}$$

Một trong các phương pháp điều chế vector mở rộng là chia phạm vi điều chế làm 2 mode. Mode 1, áp dụng cho phạm vi thay đổi của m từ 0,907 đến $\frac{\sqrt{3} \ln 3}{2} = 0,9514$, các quỹ đạo tương ứng là đường tròn nội tiếp bên trong hình lục giác ($m=0,907$) và đường chu vi của hình lục giác ($m=0,9514$).

Mode 2, áp dụng cho phạm vi thay đổi của m từ 0,9514 đến 1. Cận dưới có quỹ đạo vector tương ứng là đường chu vi của hình lục giác ($m=0,9514$) và cận trên có quỹ đạo gồm sáu vector đỉnh của hình lục giác ($m=1$). Một trong các phương pháp điều chế vector mở rộng được biết do Holtz đề xuất [47]. Theo đó, trong chế độ mode 1 ($0,907 < m < 0,9514$), vector trung bình \vec{V} sẽ di chuyển bám lấy vector điều khiển \vec{v}_{ref} nếu vị trí vector điều khiển vẫn còn nằm trong phần diện tích giới hạn của hexagon (tức nằm trên phần cung của phần đường tròn còn nằm trong hình lục giác)- tức phần cung $\widehat{AB}, \widehat{CD}$ (xem hình H5.23a). Trái lại, khi vector \vec{v}_{ref} di chuyển trên phần cung đường tròn vượt ra ngoài giới hạn hình lục giác (xem \widehat{BC}) thì vector trung bình sẽ được điều khiển di chuyển trên phần đoạn thẳng tương ứng của phần cung trên- tức đoạn BC.

Tương tự cho các góc phần sáu khác của hexagon và quỹ đạo của vector điện áp \vec{V} trong một chu kỳ của vector điều khiển \vec{v}_{ref} được vẽ trên hình H5.23b.



Để nhận thấy rằng, theo cách điều khiển nêu trên, vector điều khiển \vec{v}_{ref} và vector trung bình luôn cùng pha và chỉ bị biến điệu về độ lớn.

Ở chế độ mode 2 ($1 > m > 0,9514$), (xem hình H5.24a,b,c,d,e) đối với mỗi chỉ số điều chế, tồn tại một giá trị góc cố định, gọi là góc chốt α_h (holding angle). Trong quá trình dịch chuyển của vector điều khiển \vec{v}_{ref} , nếu góc pha α của nó nhỏ hơn góc chốt α_h , thì vector trung bình bị chốt giữ tại vector đỉnh \vec{V}_1 ($\alpha_p = 0$) - hình H5.24a. Khi vector điều khiển \vec{v}_{ref} di chuyển với góc pha α lớn hơn góc chốt α_h và nhỏ hơn góc $(\pi/3 - \alpha_h)$ thì

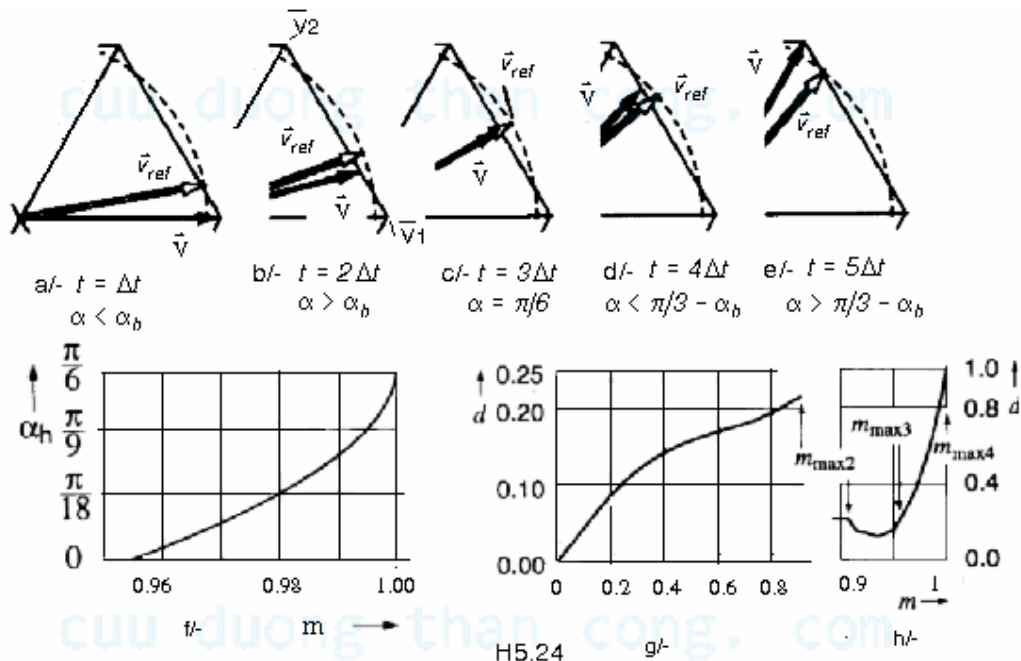
vector trung bình sẽ di chuyển trên cạnh nối giữa hai vector đỉnh của hình lục giác (cạnh hình lục giác) – hình H5.24b,c với góc pha α_P của nó cho bởi hệ thức sau:

$$\alpha_P = \frac{\alpha - \alpha_h}{\pi/6 - \alpha_h} \frac{\pi}{6}$$

Nếu vector điều khiển \vec{v}_{ref} tiếp tục di chuyển và góc pha α của nó vượt quá giá trị $(\pi/3 - \alpha_h)$ thì vector trung bình sẽ bị chốt tại đỉnh thứ hai \vec{V}_2 của hình lục giác- hình H5.24c ($\alpha_P = \pi/3$). Như vậy, quan hệ giữa góc pha α_P của vector trung bình \vec{V} và góc pha α của vector điều khiển \vec{v}_{ref} trong góc phần sáu thứ nhất liên hệ theo hệ thức:

$$\alpha_P = \begin{cases} 0 & \text{nếu } 0 \leq \alpha < \alpha_h \\ \frac{\alpha - \alpha_h}{\pi/6 - \alpha_h} \frac{\pi}{6} & \text{nếu } \alpha_h \leq \alpha < (\pi/3 - \alpha_h) \\ \pi/3 & \text{nếu } (\pi/3 - \alpha_h) \leq \alpha \leq \pi/3 \end{cases} \quad (5.83)$$

Quá trình cứ tiếp tục cho đến khi vector điều khiển \vec{v}_{ref} vượt qua phần diện tích của góc phần sáu khác của hexagon và ở đó, ta đạt được quỹ đạo của vector trung bình bằng trình tự điều khiển tương tự.



Giá trị góc chốt α_h có thể xác định bằng phương pháp tính toán thành phần sóng hài cơ bản điện áp dựa theo quỹ đạo vector trung bình. Từ quan hệ đó, đồ thị thiết lập quan hệ giữa chỉ số điều chế m và góc chốt α_h được vẽ trên hình H5.24f.

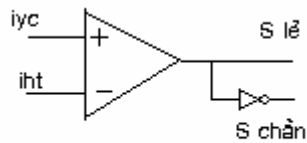
Tồn tại một số giải pháp khác cho việc thực hiện điều chế vector mở rộng [29],[38],[40],[43].

Một số tác giả dùng giải thuật điều khiển vector \vec{V} một cách liên tục từ quỹ đạo đường tròn ($m=0,907$) đến quỹ đạo tới hạn gồm sáu vector đỉnh hình lục giác ($m=1$) mà không qua hai mode vừa nêu trên [39].

Nhược điểm chung của các phương pháp là sử dụng phương pháp tra bảng để xác định góc làm việc của vector trung bình, tính chất điều khiển phi tuyến và chưa đưa ra khả năng tối ưu về sóng hài.

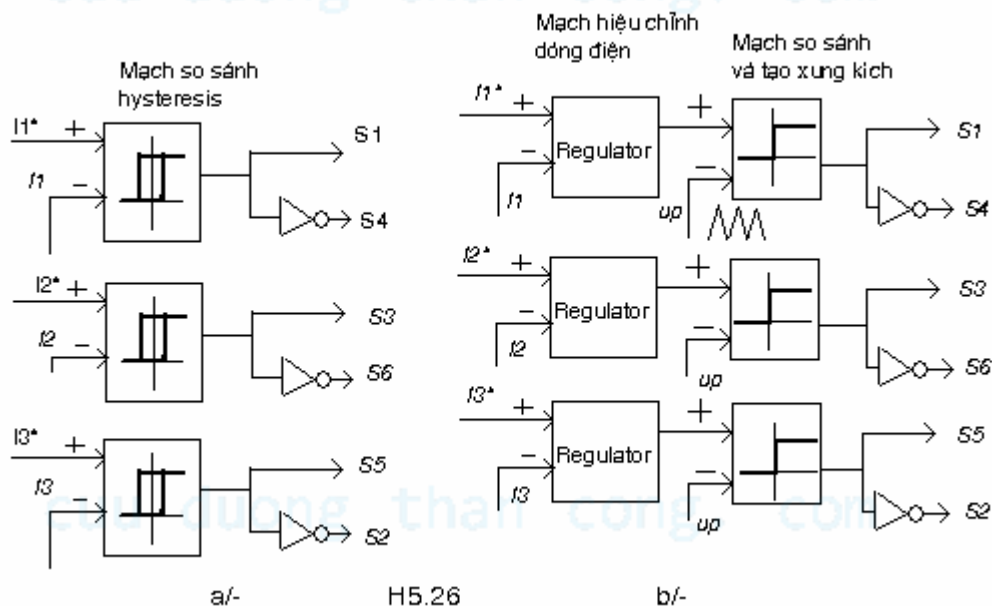
5.3.9 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN PWM DÒNG ĐIỆN

Nguyên lý cơ bản: Giải đồ kích đóng các công tắc được xác định trên cơ sở so sánh dòng điện yêu cầu của tải và dòng điện thực tế đo được (xem hình H5.25).



H5.25

Trong thực tế, điều khiển dòng điện có thể thực hiện theo kỹ thuật dùng mạch kích trễ (hysteresis current control) hoặc dùng khâu hiệu chỉnh dòng điện (ramp comparison current control). Các cấu trúc điều khiển đòi hỏi thông tin về các dòng điện thực tế. Điều này có thể xác định bằng 3 cảm biến dòng hoặc xác định hai dòng điện pha qua hai cảm biến dòng và dòng điện thứ ba xác định theo điều kiện dòng cân bằng.



H5.26

Phương pháp dùng mạch tạo trễ (hysteresis current control):

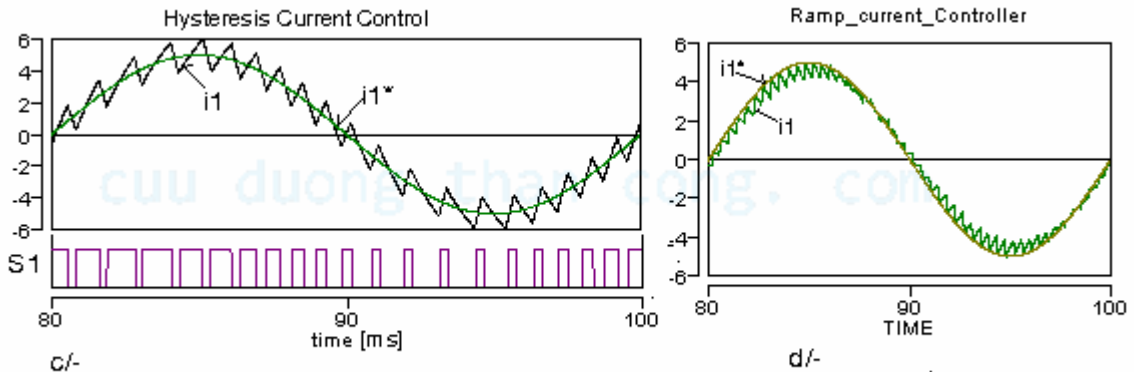
Trên hình H5.26a trình bày cấu trúc mạch điều khiển bộ nghịch lưu áp theo dòng điện, sử dụng mạch kích trễ, quá trình dòng điện và giải đồ kích đóng linh kiện tương ứng được vẽ trên hình H.26c. Dòng điện pha tải sẽ được điều khiển theo dòng điện yêu cầu với độ sai biệt cho phép thiết lập trong mạch trễ. Ưu điểm của mạch điều chỉnh dòng điện dùng mạch trễ là

đáp ứng quá độ nhanh và có thể thực hiện dễ dàng. Tuy nhiên, nhược điểm của nó là sai số trong quá độ có thể đạt giá trị lớn và tần số đóng ngắt thay đổi nhiều (xem giản đồ xung kích S1- hình H5.26c). Sai số dòng điện cực đại có thể đạt 2 lần giá trị sai số cho bởi mạch trễ. Các nhược điểm vừa nêu làm cho khả năng ứng dụng của phương pháp bị hạn chế đối với các tải công suất lớn.

Phương pháp điều khiển dòng điện sử dụng hiệu chỉnh PI (ramp comparison current control): thực hiện đóng ngắt các công tắc với tần số cố định. Trên hình vẽ H5.26b, mô tả nguyên lý điều khiển dòng trong hệ tọa độ đứng yên (stationary frame) độ sai biệt giữa tín hiệu dòng đặt i_{yc} và tín hiệu dòng điện đo được tác động lên khâu hiệu chỉnh dòng điện. Tín hiệu áp điều khiển ở ngõ ra của nó được so sánh với tín hiệu sóng mang tần số cao, và từ đó tác động lên xung kích cho các công tắc.

Do sử dụng mạch điều chế với sóng mang có tần số không đổi nên phương pháp đã loại bỏ một số khuyết điểm của phương pháp điều khiển dùng mạch trễ.

Tuy nhiên ở xác lập, luôn tồn tại sai biệt dòng điện và sự chậm pha của đáp ứng so với tín hiệu đặt vì khâu hiệu chỉnh PI không thể theo kịp một cách chính xác các đại lượng xoay chiều biến thiên theo hình sin, đặc biệt ở tần số cao (xem hình H5.26d).



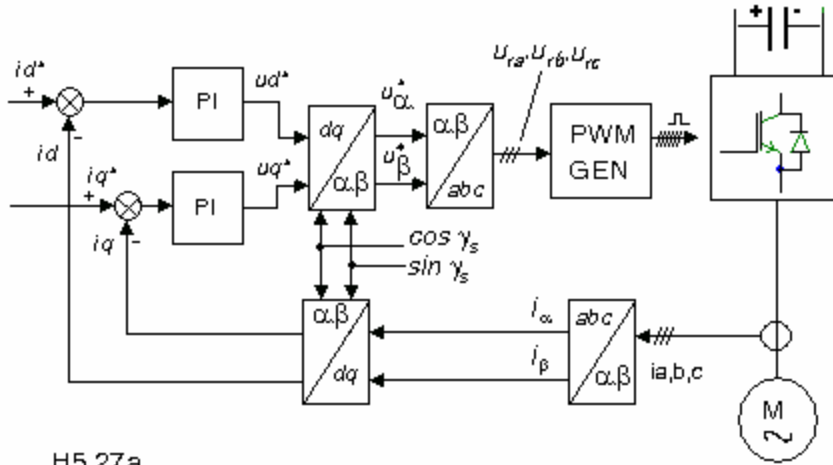
H5.26

-Nhược điểm của hai dạng mạch điều khiển dòng điện trên là không có phối hợp giữa các quá trình điều khiển dòng điện của các pha. Do đó, không có khả năng điều khiển vector không \vec{v}_0 và tổn hao do đóng ngắt lớn khi chỉ số điều chế thấp. Điều này dẫn đến việc phát triển các phương pháp điều khiển vector dòng điện được trình bày ở phần tiếp theo.

Bộ nghịch lưu áp điều khiển theo dòng điện, còn được gọi là bộ nghịch lưu dòng điện nguồn điện áp, được ứng dụng trong điều khiển truyền động điện xoay chiều, điều khiển hệ bù công suất phản kháng hoặc làm nguồn cung cấp cho tải với hệ số công suất cao.

5.3.10 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN VECTOR DÒNG ĐIỆN

(Space vector Current Control)



H5.27a

Trong hệ tọa độ quay: Phương pháp điều khiển dòng điện có thể thực hiện với khâu hiệu chỉnh PI thiết kế trong trong hệ tọa độ quay (rotating synchronous coordinates d-q) với vận tốc quay bằng vận tốc sóng hài cơ bản. Vector của đại lượng ba pha hài cơ bản trong hệ tọa độ quay tần số đồng bộ sẽ trở thành đứng yên và các thành phần vector i_d, i_q của nó trong hệ tọa độ mới sẽ trở thành đại lượng một chiều. Các đại lượng trong hệ ba pha abc qui đổi sang hệ tọa độ quay đồng bộ $d-q$ lần lượt theo các hệ thức:

$$\vec{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

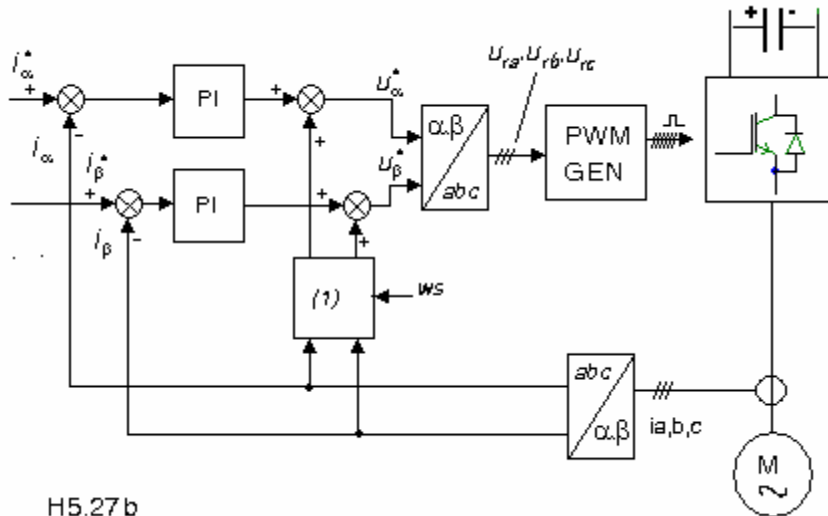
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_s & \sin \gamma_s \\ -\sin \gamma_s & \cos \gamma_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

$$\gamma_s = \int_0^t \omega_s \cdot dt$$

$\omega_s \dots$ là vận tốc đồng bộ của điện áp ra bộ nghịch lưu, nó quan hệ đến tần số áp ra f_s (tần số đồng bộ) theo hệ thức $\omega_s = 2\pi f_s$.

Các khâu hiệu chỉnh PI sẽ thực hiện điều chỉnh sai số của các thành phần một chiều (hài cơ bản) đến triệt tiêu. Các tín hiệu ngõ ra của hiệu chỉnh PI là các thành phần điện áp yêu cầu trong hệ tọa độ $d-q$. Trên cơ sở các thành phần vector điện áp này, việc tạo giản đồ kích cho bộ nghịch lưu có thể thực hiện bằng kỹ thuật điều chế độ rộng sin (SPWM) (trong hệ tọa độ abc) hoặc bằng kỹ thuật điều chế vector không gian (SVM-trong hệ tọa độ $\alpha - \beta$). Phép qui đổi các đại lượng từ hệ tọa độ dq sang các hệ tọa độ còn lại được mô tả bởi các hệ thức sau:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^* \\ u_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_s & -\sin \gamma_s \\ \sin \gamma_s & \cos \gamma_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} \quad \text{và} \quad \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha^* \\ u_\beta^* \end{bmatrix}$$



H5.27b

Trong hệ tọa độ đứng yên: Về nguyên lý, điều khiển vector dòng điện có thể thực hiện trong hệ tọa độ bất kỳ. Trong hệ tọa độ đồng bộ đứng yên $\alpha - \beta$ (synchronous stationary coordinate), các giá trị dòng điện đặt và dòng điện đo trong hệ tọa độ abc sẽ được qui đổi sang dạng các thành phần vector hệ tọa độ $\alpha - \beta$. Hai khối hiệu chỉnh PI được thiết lập để điều chỉnh sai số của các thành phần vector dòng điện và tạo nên các thành phần vector điện áp $u_{\alpha}^*; u_{\beta}^*$. Tuy nhiên, ở chế độ xác lập, ngõ ra của các khối hiệu chỉnh phải điều khiển thay đổi vector điện áp ngay cả trong điều kiện sai số các thành phần dòng điện ở ngõ vào bằng không. Để làm được điều này, hệ thống được trang bị thêm khối tính toán (1) để thực hiện bù đại lượng vector điện áp từ các tín hiệu trạng thái của tải như dòng điện, tần số đồng bộ.

5.3.11 ĐIỀU KHIỂN DÒNG ĐIỆN BẰNG DỰ BÁO (Predictive Current Control)

Nguyên lý:

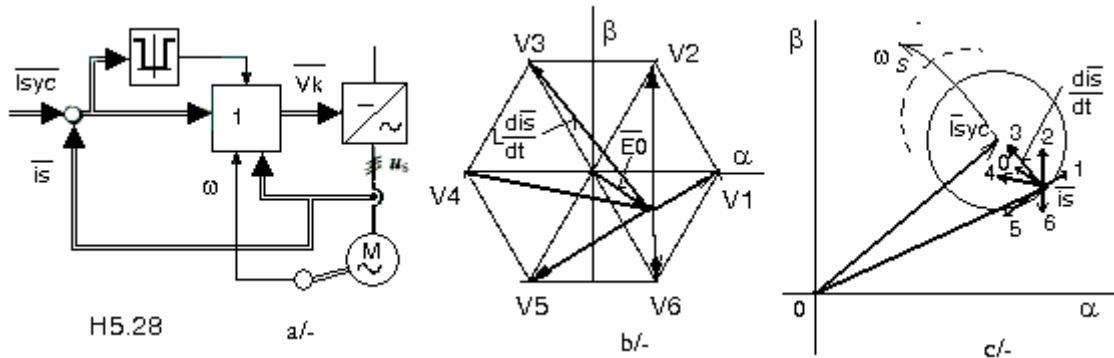
Gọi \vec{i}_{syc} là vector dòng điện yêu cầu và \vec{i}_s là vector dòng điện thực tế có được từ phép đo dòng điện. Giả sử vector dòng điện \vec{i}_{syc} được điều khiển với vector sai lệch cho phép biểu diễn bằng đường bao hình tròn chung quanh đỉnh vector dòng yêu cầu. Khi vector dòng đạt đến đường bao giới hạn, lập tức mạch điều khiển thực hiện truy xuất giản đồ kích tạo một vector điện áp tác động tiếp theo để đưa vector dòng điện \vec{i}_s trở về trong diện tích giới hạn cho phép. Vector điện áp được chọn sẽ là một trong tám vector cơ bản của hình lục giác.

Ta có:

$$\vec{V} = L \cdot \frac{d\vec{i}}{dt} + \vec{E}_0 \quad (5.84)$$

Giả sử vector điện áp \vec{E}_0 nằm ở vị trí xác định trên hình vẽ, từ hình vẽ H5.28 các vector cơ bản của hình lục giác, ta dẫn giải các vector $(\vec{V}_K - \vec{E}_0)$. Vector \vec{V}_K được chọn sao cho nó tác động hướng vector dòng điện về vector dòng yêu cầu. Trong trường hợp trên hình

H5.28, vector \vec{V}_3 có thể được chọn. Với tải là động cơ không đồng bộ, khối (1) có chức năng tính toán xác định sức điện động \vec{E}_0 từ các giá trị đo được của vận tốc và dòng stator. Đồng thời, khối (1) cũng thực hiện việc xác định vector điện áp \vec{V}_k mà bộ nghịch lưu phải cấp cho tải theo điều kiện giới hạn đường bao sai số dòng điện.



- Phương pháp điều khiển dòng điện dựa theo kết quả tính toán mang tính tức thời (on-line).
- Vấn đề phức tạp phát sinh ở khâu thời gian tính toán để xác định (dự báo) quỹ đạo tối ưu của vector dòng điện từ 8 khả năng của vector điện áp và thời gian tính toán sức điện động của nguồn (hoặc tải)

Phương pháp dự báo có thể thực hiện hiệu quả hơn nhờ phương pháp sử dụng bảng.

Điều khiển dòng điện theo phương pháp dự báo và tra bảng (Look-up Table Method)

Trong cấu trúc điều khiển vector không gian vòng kín, ví dụ vector dòng điện stator hoặc vector từ thông stator, đại lượng sai số cũng là vector. Khi giới hạn modul của các vector sai số này hoặc độ lớn của một trong các thành phần vector bị vượt qua, trạng thái đóng ngắt tại thời điểm hiện có t_s sẽ kết thúc và hệ thống sẽ thực hiện truy xuất vector tiếp theo từ các giá trị cho trong bảng. Cơ sở tra bảng dựa vào thông tin như vector sai số của dòng điện, sức điện động cảm ứng, trạng thái đóng ngắt vector hiện thời.

Kỹ thuật điều khiển dòng điện sẽ phân chia hệ tọa độ $\alpha - \beta$ của mặt phẳng dòng điện thành 6 vùng hoạt động. Các trục phân chia của mặt phẳng vector điện áp và dòng điện lệch pha nhau một góc 30° (xem hình H5.29a, H5.29b). Khi vector dòng điện sai biệt vượt quá giới hạn cho trước, dựa vào sức điện động \vec{E}_0 hiện có và trạng thái vector dòng điện sai lệch $\Delta \vec{i}$, mạch điều khiển sẽ chọn vector \vec{V} từ một trong tám vector cơ bản bộ nghịch lưu để thực hiện, sao cho nó tác dụng làm giảm vector dòng điện sai biệt đến giá trị nằm trong giới hạn cho phép (xem đường bao trên hình H5.28c).

Áp dụng định luật Kirchhoff cho vector điện áp tại ngõ ra của bộ nghịch lưu áp \vec{V} , ta có:

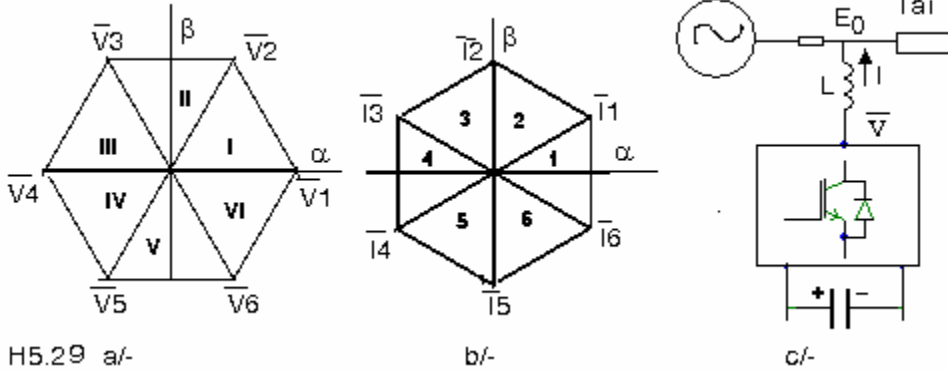
$$\vec{V} = L \cdot \frac{d\vec{i}}{dt} + \vec{E}_0 \quad (5.85)$$

Vector \vec{E} là sức điện động tại nguồn (tải) ba pha. Vector dòng điện sai lệch $\Delta \vec{i}$:

$$\Delta \vec{i} = \vec{i}_{ref} - \vec{i} \quad (5.86)$$

Biểu thức trên được viết lại dưới dạng:

$$\vec{V} = L \cdot \frac{d}{dt} (\vec{i}_{ref} - \Delta \vec{i}) + \vec{E}_0 \quad (5.87)$$

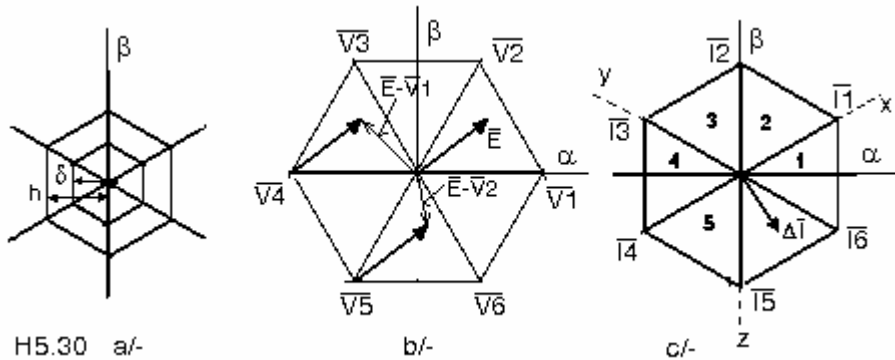


$$\text{hay: } L \cdot \frac{d\Delta \vec{i}}{dt} = L \cdot \frac{d\vec{i}_{ref}}{dt} + \vec{E}_0 - \vec{V} \quad (5.88)$$

$$\text{Đặt } \vec{E} = L \cdot \frac{d\vec{i}_{ref}}{dt} + \vec{E}_0 \quad (5.89)$$

ta viết lại biểu thức dưới dạng đơn giản sau :

$$L \cdot \frac{d\Delta \vec{i}}{dt} = \vec{E} - \vec{V} \quad (5.90)$$



Biểu thức cuối cùng cho biết độ biến thiên của vector dòng điện sai lệch $d\Delta \vec{i}/dt$ bằng hiệu của vector sức điện động \vec{E} và vector điện áp ngõ ra của bộ nghịch lưu. Để $d\Delta \vec{i}/dt$ đạt được giá trị gần bằng không, vector \vec{V} phải được chọn gần bằng \vec{E} . Nếu vector \vec{V} được chọn có thành phần ngược chiều lớn nhất với vector dòng điện sai lệch thì đáp ứng của mạch vòng điều chỉnh dòng điện sẽ xảy ra nhanh nhất.

Phụ thuộc vào độ lớn của vector dòng điện sai lệch, việc chọn lựa vector điện áp có thể thực hiện như sau (hình H5.30a):

A/- Nếu $\Delta i \leq \delta$, vector dòng điện sai lệch nằm trong phạm vi cho phép, vector điện áp duy trì như trạng thái hiện có.

B/- Nếu $\delta \leq \Delta i \leq h$, vector dòng điện sai lệch có giá trị ngoài phạm vi cho phép nhưng lớn không đáng kể, vector điện áp \vec{V} được chọn sao cho $d\Delta \vec{i}/dt$ đạt giá trị nhỏ nhất để hạn chế các thành phần sóng hài bậc cao dòng điện xuất hiện trong chế độ xác lập.

C/- Nếu $h \leq \Delta i$, vector dòng điện sai lệch đạt giá trị khá lớn, chủ yếu trong quá trình quá độ, vector \vec{V} cần chọn sao cho nó có thành phần tác động ngược chiều với vector dòng điện sai lệch $\Delta \vec{i}$ lớn nhất để tạo điều kiện đáp ứng giảm vector dòng điện sai lệch thực hiện nhanh nhất.

Các ví dụ sau đây minh họa việc chọn vector điện áp cho các trường hợp b/- và c/-.

Xét trường hợp b/-: Giả sử vector điện áp \vec{E} nằm ở vị trí xác định trong phần diện tích I trên hình H5.30b và vector dòng điện sai lệch $\Delta \vec{i}$ nằm trên vị trí ở phần diện tích 6 của hình H5.30c. Các vector điện áp cơ bản nằm gần với vector \vec{E} chính là \vec{V}_1 , \vec{V}_2 và vector không \vec{V}_0 . Các vector hiệu $(\vec{E} - \vec{V}_1)$, $(\vec{E} - \vec{V}_2)$, $\vec{E} = (\vec{E} - \vec{V}_0)$ cũng được dẫn giải, chúng chiếm vị trí trong phần diện tích I, III và V. Để ý đến vị trí vector $\Delta \vec{i}$ và để thực hiện giảm vector dòng điện sai lệch $\Delta \vec{i}$, vector $L d\Delta \vec{i}/dt$ phải nằm trong phần diện tích III. Do đó, vector điện áp có thể chọn trong trường hợp này chính là vector \vec{V}_1 . Khi đó, vector dòng điện sai lệch sẽ bị tác động thay đổi theo hướng ngược lại, làm giảm độ lớn nhanh hơn so với trường hợp sử dụng vector \vec{V}_2 . Bằng lý luận tương tự cho các trường hợp khác, ta có thể dẫn giải bảng B5.3 cho phép chọn vector điện áp tác động theo vị trí của các vector dòng điện sai biệt và vector sức điện động \vec{E} .

Bảng B5.3

Vùng chứa \vec{E}	Vùng chứa $\Delta \vec{i}$					
	1	2	3	4	5	6
I	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_1
II	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_0, \vec{V}_7
III	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_0, \vec{V}_7
IV	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_5
V	\vec{V}_6	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_5	\vec{V}_5	\vec{V}_6
VI	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_0, \vec{V}_7	\vec{V}_6	\vec{V}_6

Xét trường hợp c/-: nếu vector $\Delta \vec{i} > h$ trong quá trình quá độ, vector điện áp cần chọn sao cho vector $L d\Delta \vec{i}/dt$ có thành phần hướng ngược chiều với $\Delta \vec{i}$ là lớn nhất. Dễ dàng suy ra rằng, trong trường hợp này vector điện áp \vec{V}_{inv} sẽ nằm trong cùng phần diện tích của vector $\Delta \vec{i}$. Bảng B5.4 xác định vector điện áp cần chọn theo vector dòng điện sai biệt:

Bảng B5.4

Vector điện áp sẽ chọn	Vùng chứa vector $\Delta \vec{i}$					
	1	2	3	4	5	6
\vec{V}_K	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6

Xác định vị trí vector dòng điện sai lệch:

Trong trường hợp sử dụng phép đo dòng điện tức thời ba pha, vị trí vector dòng điện sai lệch trong mặt phẳng $\alpha - \beta$ có thể xác định từ dấu dòng điện sai lệch của từng pha theo các hệ thức và bảng B5.5 theo sau.

$$\begin{aligned}\Delta i_a &= i_{aref} - i_a, \\ \Delta i_b &= i_{bref} - i_b, \\ \Delta i_c &= i_{cref} - i_c\end{aligned}\quad (5.91)$$

Bảng B5.5

Dấu của Δi_a	Dấu của Δi_b	Dấu của Δi_c	Vùng chứa vector $\Delta \vec{i}$
+	-	-	1
+	+	-	2
-	+	-	3
-	+	+	4
-	-	+	5
+	-	+	6

Xác định vị trí vector sức điện động \vec{E} : vị trí vector sức điện động \vec{E} có thể xác định từ vector dòng điện yêu cầu và sức điện động đo (hoặc tính toán) trên tải (hoặc nguồn) \vec{E}_0 theo hệ thức (5.89).

Trong trường hợp không sử dụng phép đo (hoặc tính toán) \vec{E}_0 , vị trí vector \vec{E} có thể xác định từ trạng thái các thành phần dòng điện sai lệch trong hệ tọa độ xyz (xem hình H5.30c) và trạng thái vector điện áp tác dụng tại thời điểm đang xét theo bảng B5.6. Các thành phần vector dòng điện sai lệch trong hệ tọa độ xyz (có thể suy ra từ các thành phần dòng điện sai lệch trong hệ tọa độ abc như sau:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_x \\ \Delta i_y \\ \Delta i_z \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \\ \Delta i_c \end{bmatrix}\quad (5.92)$$

Bảng B5.6

Vector điện áp đang tác dụng	Dấu của Δi_x	Dấu của Δi_y	Dấu của Δi_z	Vùng chứa vector \vec{E}
\vec{V}_0, \vec{V}_7	+	-	-	I
	+	+	-	II
	-	+	-	III
	-	+	+	IV
	-	-	+	V
	+	-	+	VI
\vec{V}_1			+	VI
			-	I
\vec{V}_2		-		I
		+		II
\vec{V}_3	+			II

	-			III
\vec{V}_4			-	III
			+	IV
\vec{V}_5		+		IV
		-		V
\vec{V}_6	-			V
	+			VI

Điều khiển dòng điện theo phương pháp dự báo triệt tiêu sai số

Giả sử ta thực hiện điều khiển dòng điện trong máy điện AC. Giả thiết rằng điện trở stator được bỏ qua, quỹ đạo vector dòng điện có thể xác định gần đúng như sau:

$$\frac{d\vec{i}_s(t)}{dt} = \frac{1}{L_s} [\vec{v}_s(t) - \vec{e}_s(t)] \quad (5.93)$$

Với chu kỳ lấy mẫu đủ bé, có thể biểu diễn hệ thức trên như sau:

$$\frac{\vec{i}_s(k+1) - \vec{i}_s(k)}{T_s} = \frac{1}{L_s} [\vec{v}_s(k) - \vec{e}_s(k)] \quad (5.94)$$

Để ý rằng, ở đầu chu kỳ lấy mẫu ($t=t_k$), ta đã xác định giá trị dòng yêu cầu $\vec{i}_s^*(k+1)$ và mục đích điều khiển là đạt được sai số dòng điện bằng zero trong khoảng thời gian (t_k, t_{k+1}) nên ở cuối chu kỳ lấy mẫu, ta có:

$$\vec{i}_s^*(k+1) = \vec{i}_s(k+1) \quad (5.95)$$

Từ các hệ thức trên, ta suy ra, vector dự báo $\vec{v}_s^*(k)$ cho việc đạt sai số dòng bằng không cần thực hiện là:

$$\vec{v}_s^*(k) = \frac{L_s}{T_s} [\vec{i}_s^*(k+1) - \vec{i}_s(k)] + \vec{e}_s(k) \quad (5.96)$$

Vector $\vec{v}_s^*(k)$ có thể thực hiện trên kỹ thuật điều chế vector không gian (SVM). Ví dụ, trong trường hợp vector $\vec{v}_s^*(k)$ nằm ở góc phần sáu thứ nhất của hexagon:

$$\vec{v}_s^*(k) = \frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{v}_2 + \frac{T_0}{T_s} \cdot \vec{v}_7 \quad (5.97)$$

vector \vec{v}_7 là một trong hai vector không.

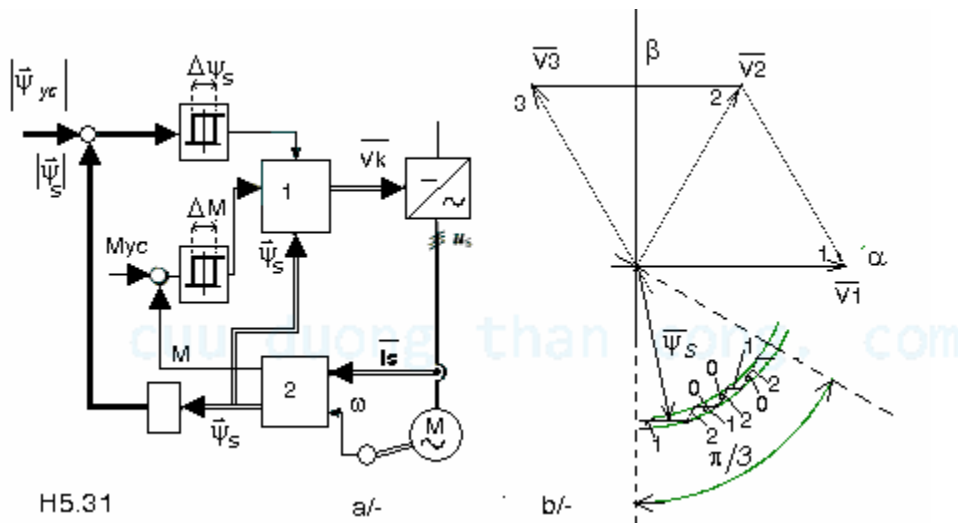
Phương pháp điều khiển dự báo với yêu cầu triệt tiêu sai số dòng điện ở cuối chu kỳ lấy mẫu được gọi là phương pháp điều khiển triệu tiêu (dead beat control). Rõ ràng từ nguyên lý điều khiển, đáp ứng có thời gian trễ nhất định.

5.3.12 ĐIỀU KHIỂN MOMENT

Hiện nay, một trong các phương pháp hiện đại điều khiển bộ nghịch lưu áp gọi là phương pháp điều khiển moment, áp dụng cho tải là máy điện không đồng bộ [21],[25]. Nguyên lý của phương pháp điều khiển dựa vào sơ đồ vẽ trên hình H5.31

Moment động cơ tỉ lệ với từ thông stator và thành phần dòng điện stator i_d vuông góc với vector từ thông. Từ thông stator có thể được điều khiển sao cho quỹ đạo vector của nó di chuyển giữa hai quỹ đạo tròn biên. Trạng thái kích dẫn của các linh kiện sẽ thay đổi khi vector từ thông vượt qua đường tròn quỹ đạo giới hạn.

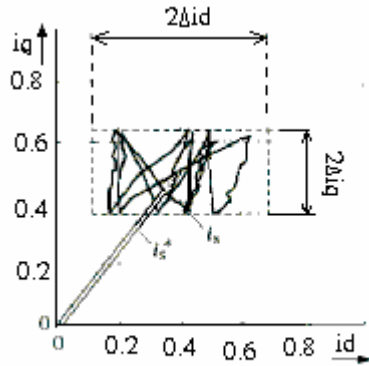
Giả sử tại thời điểm $t=0$, vector \vec{V}_1 ($S_1S_2S_6$) đang tác dụng và vector từ thông di chuyển tạo nên quỹ đạo- đường 1. Để trong góc phần sáu được khảo sát trên hình vẽ H5.31, vector từ thông không vượt ra khỏi phần quỹ đạo giới hạn bởi hai đường tròn đồng tâm, vector điện áp thay đổi giữa các trạng thái \vec{V}_1 (đường 1), \vec{V}_2 (đường 2) và \vec{V}_0 (điểm 0). Tiếp tục như vậy, trong góc phần sáu tiếp theo, sự di chuyển của vector từ thông sẽ do ba vector điện áp \vec{V}_2 , \vec{V}_3 và \vec{V}_0 gây nên. Số lần chuyển đổi trạng thái các vector điện áp sẽ phụ thuộc vào độ sai biệt cho phép của hai quỹ đạo từ thông giới hạn. Moment động cơ được điều chỉnh trong khối (1). Nếu sai biệt moment vượt quá giá trị cho trước, $\Delta M/2$, khối (1) thực hiện điều khiển vector không, bằng cách đó, dòng điện qua các pha bị giảm xuống và kéo theo sự giảm của moment. Sau khi sai biệt moment trở lại giá trị cho phép, khối (1) điều khiển theo vector điện áp ban đầu.



Tương tự như phương pháp điều khiển vector dòng điện, phương pháp điều khiển moment động cơ là một dạng cải biến của phương pháp điều khiển dự báo và có thể thực hiện bằng kỹ thuật tra bảng (Look-up table). Khối (1) có chức năng xử lý các thông tin nhận được (các trạng thái sai số từ thông, sai số moment và vector từ thông) để truy xuất vector điện áp tối ưu trong số tám vector điện áp cơ bản của bộ nghịch lưu.

5.3.13 ĐIỀU KHIỂN ĐỘ RỘNG XUNG THEO ĐỊNH HƯỚNG TRƯỜNG

(Pulse width Control with Field Orientation) [47]



H5.32

Để có thể giảm tần số đóng ngắt, đặc biệt trong truyền động công suất lớn, người ta có thể sử dụng đường bao sai số dạng hình chữ nhật thay cho đường tròn, chẳng hạn dùng đường bao vuông gắn với vector từ thông rotor của máy điện (xem hình H5.32). Cách chọn lựa này dĩ nhiên sẽ làm xuất hiện thêm một lượng sóng hài bậc cao theo hướng trục từ thông rotor. Tuy nhiên, điều này lại không ảnh hưởng trực tiếp đến việc tạo thành moment động cơ (hằng số thời gian khá lớn của rotor đã loại bỏ tác dụng gián tiếp của từ thông rotor lên moment động cơ). Việc chọn lựa vector đóng

ngắt sẽ thực hiện theo phương pháp dự báo sao cho tần số đóng ngắt là nhỏ nhất và việc đóng ngắt theo trục d của dòng điện có thể được hạn chế do khả năng mở rộng đường bao của nó. Các sóng hài moment giảm xuống nhưng các sóng hài dòng điện sẽ tăng lên (theo trục d).

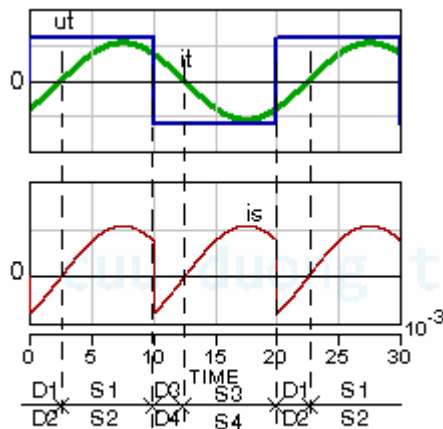
Ví dụ 5.4:

Cho bộ nghịch lưu áp dạng cầu một pha với dạng sóng điện áp cho trên hình vẽ H5.1. Giả thiết dòng điện qua tải có dạng $i_t = 540 \cdot \sin(\omega t - \pi/4)$. Nguồn dc có độ lớn 300V.

- Vẽ dạng sóng dòng tải và dòng qua nguồn và xác định khoảng dẫn của từng linh kiện.
- Xác định trị trung bình dòng qua nguồn và công suất do nguồn cung cấp.
- Xác định công suất tiêu thụ của tải.

Giải:

- vẽ hình H5.33



H5.33

$$b. \quad I_{sAV} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 540 \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \cdot d(\omega t) = 243,1A$$

$$P_s = 300 \cdot 243,1 = 72.930W = 72,93kW$$

c. Trị hiệu dụng thành phần hài cơ bản áp ra:

$$U_{t(1)} = \frac{4U}{\pi\sqrt{2}} = \frac{400.300}{\pi\sqrt{2}} = 270,14V$$

$$P_t = U_{t(1)} \cdot I_{t(1)} \cdot \cos \varphi_1 = 270,14 \cdot \frac{540}{\sqrt{2}} \cdot \cos \frac{\pi}{4} = 72,930W = 72,93kW$$

Ví dụ 5.5:

Bộ nghịch lưu áp một pha mắc vào nguồn một chiều U , tải $R = 10\Omega$, $L = 0,01H$. Bộ nghịch lưu áp được điều khiển theo phương pháp điều biên.

a/- Tính độ lớn nguồn U để trị hiệu dụng áp tải $U_t = 100V$. Tính góc điều khiển của bộ chỉnh lưu cầu một pha, giả thiết dòng tải của bộ chỉnh lưu liên tục. Nguồn xoay chiều có trị hiệu dụng áp pha $U_f = 220V$.

b/- Với áp nguồn xác định ở câu a. Tính trị hiệu dụng áp hài cơ bản.

c/- Tính trị hiệu dụng dòng tải.

Giải:

a/- Trị hiệu dụng áp tải: $U_t = U = 100V$

Vậy áp nguồn $U_f = 100V$

Ở xác lập và dòng liên tục: $U_t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_f \cdot \cos \alpha$

$$\text{Từ đó: } \cos \alpha = \frac{\pi U_t}{2\sqrt{2} \cdot U_f} = \frac{\pi \cdot 100}{2\sqrt{2} \cdot 220} = 0,5048$$

Vậy $\alpha = 1,0415[\text{rad}]$

b/- Dùng phân tích chuỗi Fourier áp dụng cho áp tải u_t . Ta được biên độ của sóng hài bậc k của áp ra:

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \sin(K \cdot x) \cdot dx = 2 \cdot \frac{U}{K\pi} (1 - \cos K \cdot \pi)$$

Rõ ràng các sóng hài bậc chẵn không tồn tại. Trị hiệu dụng sóng hài cơ bản của áp tải

$$U_{t(1)} = \frac{A_1}{\sqrt{2}} = \frac{4U}{\pi\sqrt{2}} = 90,03[V]$$

c/- Trị hiệu dụng dòng điện tải có thể tính theo hệ thức:

$$I_t = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_t^2 \cdot dx}$$

Để không phải giải phương trình xác định dòng i_t , ta có thể áp dụng công thức sau :

$$I_t = \left(\sum_{j=1}^{\infty} i_{t(j)}^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\text{Với } i_{t(K)} = \frac{U_{t(K)}}{Z(K)} = \frac{\frac{2U}{K\pi\sqrt{2}} (1 - \cos K \cdot \pi)}{\sqrt{R^2 + (K \cdot \omega \cdot L)^2}}$$

Ta thấy bậc k của sóng hài bậc cao, trị hiệu dụng của dòng điện tương ứng càng thấp. Do đó, ta có thể tính i_t gần đúng thông qua vài hài bậc thấp. Ví dụ chọn $k = 1, 3, 5, \dots$

$U_{t(k)}$	$U_{t(1)}$ [A]	$U_{t(3)}$	$U_{t(5)}$	$U_{t(7)}$	$U_{t(9)}$	$U_{t(11)}$
[V]	87,828	29,27	17,56	12,54	9,75	7,98
$I_{t(k)}$	$I_{t(1)}$ [A]	$I_{t(3)}$	$I_{t(5)}$	$I_{t(7)}$	$I_{t(9)}$	$I_{t(11)}$
[A]	8,37	2,13	0,94	0,51	0,325	0,22

-Từ đó: $I_t \approx \left(I_{t(1)}^2 + I_{t(3)}^2 + I_{t(5)}^2 \right)^{\frac{1}{2}} = 8,72 \text{ [A]}$

Ví dụ 5.6:

Bộ biến tần áp một pha có cấu trúc gồm bộ chỉnh lưu cầu một pha không điều khiển, mạch chọn LC và bộ nghịch lưu áp một pha điều khiển theo phương pháp điều rộng. Áp nguồn xoay chiều $U_f = 220\text{V}$

1. Tính độ rộng φ để đạt được trị hiệu dụng điện áp tải $U_t = 100\text{V}$;
2. Dẫn giải công thức tính trị hiệu dụng sóng hài bậc k của áp ra và từ đó thiết lập tỉ số $m_{k1} = \frac{A_k}{A_U}$ với A_k và A_1 lần lượt là biên độ sóng hài bậc k và bậc 1;
3. So sánh ảnh hưởng sóng hài trong phương pháp điều biên và phương pháp điều rộng .

Giải:

Trị hiệu dụng sóng hài bậc k : $U_{t(k)} = \frac{A_k}{\sqrt{2}}$, với :

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \sin(K.X) dX = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\varphi}{2}} U \cdot \sin(K.X) dX + \int_{\frac{3\pi}{2} - \frac{\varphi}{2}}^{\frac{3\pi}{2} + \frac{\varphi}{2}} (-U) \cdot \sin(K.X) dX \right]$$

$$= \frac{4U}{K \cdot \pi} \cdot \sin \frac{K \cdot \varphi}{2}$$

Trị hiệu dụng áp ra: $U_t = U \cdot \sqrt{\frac{\varphi}{\pi}}$.

Giả thiết áp trên tụ được chọn lọc phẳng , ta có:

$$U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_f = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 220 = 198[\text{V}]$$

Độ rộng xung φ :

$$\varphi = \frac{U_t^2}{U^2} \cdot \pi = \frac{100^2}{198^2} \cdot \pi = 0,8013[\text{rad}]$$

$$2. \text{ Tỉ số: } m_{k1} = \frac{\frac{4U}{k \cdot \pi} \cdot \sin \frac{k \cdot \varphi}{2}}{\frac{4U}{k \cdot \pi} \cdot \sin \frac{\varphi}{2}} = \frac{\sin \frac{k \cdot \varphi}{2}}{k \cdot \sin \frac{\varphi}{2}}$$

3. Tỉ số m_{k1} phụ thuộc vào độ rộng φ và bậc k. Theo phương pháp tính điều biên:

$$m_{k1db} = \frac{\frac{4U}{k\pi}}{\frac{4U}{\pi}} = \frac{1}{k}$$

Kết quả so sánh sóng hài theo hai phương pháp điều khiển được biểu diễn qua các đồ thị:

$$f_{SS} = \frac{m_{k1}}{m_{k1db}} = \frac{\sin \frac{k\varphi}{2}}{\sin \frac{\varphi}{2}} \quad \text{với } 0 < \varphi < \pi; k = 3, 5, 7, 9, 11$$

Ví dụ 5.7:

Cho bộ chỉnh lưu áp một pha dạng mạch cầu. Tải thuần trở $R = 2,4\Omega$; điện áp nguồn một chiều $U = 48V$.

- Tính trị hiệu dụng hài cơ bản của áp ra;
- Tính công suất trung bình của tải;
- Tính trị trung bình và trị tức thời lớn nhất của dòng điện qua transistor;
- Xác định điện áp khóa lớn nhất đặt lên transistor;
- Tính hệ số biến dạng của áp ra.

Giải:

$$a. \quad U_{t(1)} = \frac{4U}{\pi\sqrt{2}} = \frac{4.48}{\pi\sqrt{2}} = 43,2[V]$$

- b. Công suất trung bình của tải:

$$P_t = \frac{U_t^2}{R} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_t^2 dx\right)^{\frac{1}{2}}}{R} = \frac{U^2}{R} = \frac{48^2}{2,4} = 960 [W]$$

- c. Trị trung bình dòng qua transistor:

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{U}{R} dx = \frac{U}{2R} = 10[A]$$

Trị tức thời lớn nhất của dòng qua transistor:

$$i_{Tmax} = \frac{U}{R} = \frac{48}{2,4} = 20[A]$$

- d. Điện áp khóa lớn nhất đặt lên transistor ví dụ trên S_1 , xảy ra khi S_4 dẫn ($U_{T4}=0$):

$$u_{T1} = U - u_{T4} = U = 48[V]$$

- e. Hệ số biến dạng của áp ra:

$$THD_U = \frac{\left(\sum_{k=2}^{\infty} U_{t(k)}^2\right)^{\frac{1}{2}}}{U_{t(1)}} = \frac{(U_t^2 - U_{t(1)}^2)^{\frac{1}{2}}}{U_{t(1)}}$$

$$\text{với } U_t = 48 [V], U_{t(1)} = 43,2 [V]$$

$$\text{Ta được: } THD_U = \frac{(48^2 - 43,2^2)^{\frac{1}{2}}}{43,2} = 0,484$$

Ví dụ 5.8:

Bộ nghịch lưu áp ba pha với tải thuần trở ba pha đối xứng đấu thành dạng sao. Độ lớn điện trở mỗi pha $R = 10\Omega$. Tần số làm việc của bộ nghịch lưu áp $f = 50\text{Hz}$. Trị hiệu dụng áp nguồn một chiều $U = 220\text{V}$.

- Xác định trị hiệu dụng điện áp ra ;
- Viết phương trình sóng hài bậc 1 của điện áp tải và dòng tải ;
- Tính công suất tải ;
- Tính hệ số biến dạng của áp ra .
- Tính trị trung bình dòng điện qua transistor .

Giải:

$$U_t = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot U = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot 220 = 103,7[\text{V}]$$

- Biên độ sóng hài bậc một của áp:

$$U_{t(1)m} = \frac{4 \cdot U}{\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{4}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,6366 \cdot U = 0,6366 \cdot 220 = 140[\text{V}]$$

Phương trình sóng hài bậc một của áp tải - pha A

$$u_{At(1)} = 140 \cdot \sin(314t)$$

Phương trình sóng hài bậc một của dòng tải- pha A

$$i_{At(1)} = \frac{140}{R} \sin 314t = 14 \cdot \sin 314t$$

- Vì tải thuần trở nên công suất tải cho bởi hệ thức :

$$P_t = 3 \cdot \frac{U_t^2}{R} = 3 \cdot \frac{103,7^2}{10} = 3226,1[\text{W}]$$

- Hệ số biến dạng của áp ra:

$$THD_U = \frac{(U_t^2 - U_{t(1)}^2)^{\frac{1}{2}}}{U_{t(1)}} = \frac{\left(103,7^2 - \left(\frac{140}{\sqrt{2}}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}}{\left(\frac{140}{\sqrt{2}}\right)} = 0,312$$

- Trị trung bình dòng điện ngõ vào bộ nghịch lưu :

$$I_C = \frac{P_t}{U} = \frac{3226,1}{220} = 14,664[\text{A}]$$

Các diode đối song với transistor không dẫn điện. Mỗi transistor dẫn điện trong 1/3 chu kỳ với trị trung bình dòng điện qua nó bằng :

$$I_{TAV} = \frac{I_C}{3} = \frac{14,664}{3} = 4,888[\text{A}]$$

Ví dụ 5.9

Bộ biến tần gồm bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn, mạch lọc LC và bộ nghịch lưu áp ba pha. Áp nguồn xoay chiều của bộ chỉnh lưu có trị hiệu dụng áp pha $U_f = 220\text{V}$. Bộ nghịch lưu áp ba pha được điều khiển theo phương pháp điều biên (phương pháp 6 bước). Giả sử dòng điện qua tải bộ chỉnh lưu liên tục và áp trên tụ C được lọc phẳng. Tính góc điều khiển của bộ chỉnh lưu sao cho:

- Trị hiệu dụng điện áp pha tải bằng 50V, 100V, 200V;
- Trị hiệu dụng sóng hài cơ bản của điện áp pha tải bằng 50V, 100V, 200V.

Giải:

a. Ta có:

$$U_t = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot U; U = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_f \cdot \cos \alpha$$

$$\text{Từ đó: } \cos \alpha = \frac{\pi \cdot U_t}{2\sqrt{3} \cdot U_f}$$

$$U_t = 50V \Rightarrow \cos \alpha = 0,2061 \Rightarrow \alpha = 1,3631 \text{ rad}$$

$$U_t = 100V \Rightarrow \cos \alpha = 0,4122 \Rightarrow \alpha = 1,1458 \text{ rad}$$

$$U_t = 200V \Rightarrow \cos \alpha = 0,8244 \Rightarrow \alpha = 0,6015 \text{ rad}$$

b.

$$U_{t(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4U}{\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{4}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha = 231,65 \cdot \cos \alpha$$

$$\Rightarrow \cos \alpha = \frac{U_{t(1)}}{231,65}$$

$$U_{t1} = 50V \Rightarrow \cos \alpha = 0,21584 \Rightarrow \alpha = 1,3532 \text{ rad}$$

$$U_{t(1)} = 100V \Rightarrow \cos \alpha = 0,43168 \Rightarrow \alpha = 1,1244 \text{ rad}$$

$$U_{t(1)} = 200V \Rightarrow \cos \alpha = 0,8633 \Rightarrow \alpha = 0,5288 \text{ rad}$$

Ví dụ 5.10

Bộ nghịch lưu áp một pha được điều khiển theo phương pháp điều rộng xung. Sóng mang dạng tam giác u_p có tần số $f_p = 500\text{Hz}$, và biên độ thay đổi giữa $(12V, +12V)$, điện áp điều khiển xoay chiều dạng sin, tần số $f_{dk} = 50 \text{ Hz}$. Nguồn áp một chiều $U = 100V$.

a. Tính biên độ sóng hài cơ bản của áp ra khi u_{dk} có biên độ U_{dkM} bằng 1V, 5V, 10V, 12V.

b. Tính biên độ sóng hài bậc 3, 5, 7 của áp ra cho các trường hợp của câu a.

Giải:

a. Biên độ thành phần điện áp hài cơ bản của áp tải có thể tính theo hệ thức :

$$u_{t(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \sin x dx$$

với $u_t = U$ khi $u_{dk} \geq u_p$

$u_t = -U$ khi $u_{dk} < u_p$

Hàm u_{dk} : $u_{dk} = U_{dkM} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t)$

b. Biên độ các sóng hài bậc cao của điện áp ra:

$$u_{t(K)m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \sin(K \cdot x) dx$$

Kết quả tính toán trên máy vi tính cho ta:

$U_{dkM}[V]$	$U_{t(1)M}[V]$	$U_{t(3)M}[V]$	$U_{t(5)M}[V]$
1	8,347	0,012	0,01
5	41,66	0,013	0,006
10	83,34	0,002	0,0025
12	100,46	0,44	0,349

Biên độ sóng hài cơ bản có thể tính đơn giản theo hệ thức:

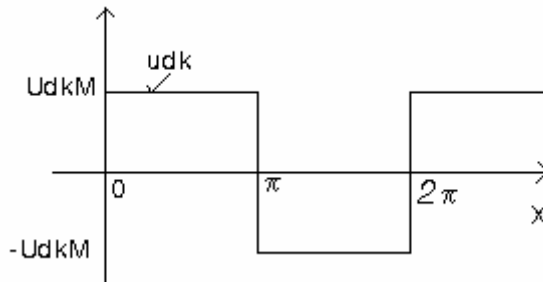
$$U_{t(1)m} = u_{dkM} \cdot U_d / u_{pM}$$

Kết quả:

$u_{dkM} [V]$	$U_{t(1)m} [V]$
1	8,33
5	41,66
10	83,33
12	100

Ví dụ 5.11

Giải lại bài toán với sóng điều khiển dạng chữ nhật:



Giải:

Cách tính toán thực hiện tương tự như đối với trường hợp áp điều khiển dạng sin. Cần lưu ý đến hàm điều khiển có dạng:

$$u_{dk} = U_{dkM} \text{ ở nửa chu kỳ dương}$$

$$= -U_{dkM} \text{ ở nửa chu kỳ âm}$$

Kết quả tính trên máy tính cho ta dưới dạng bảng sau:

$U_{dkM} [V]$	$U_{t(1)m} [V]$	$U_{t(3)m} [V]$	$U_{t(5)m} [V]$
1	10,53	3,3	17,16
5	52,77	17,09	9,54
10	106,1	35,11	20,78
12	127,3	42,43	25,43

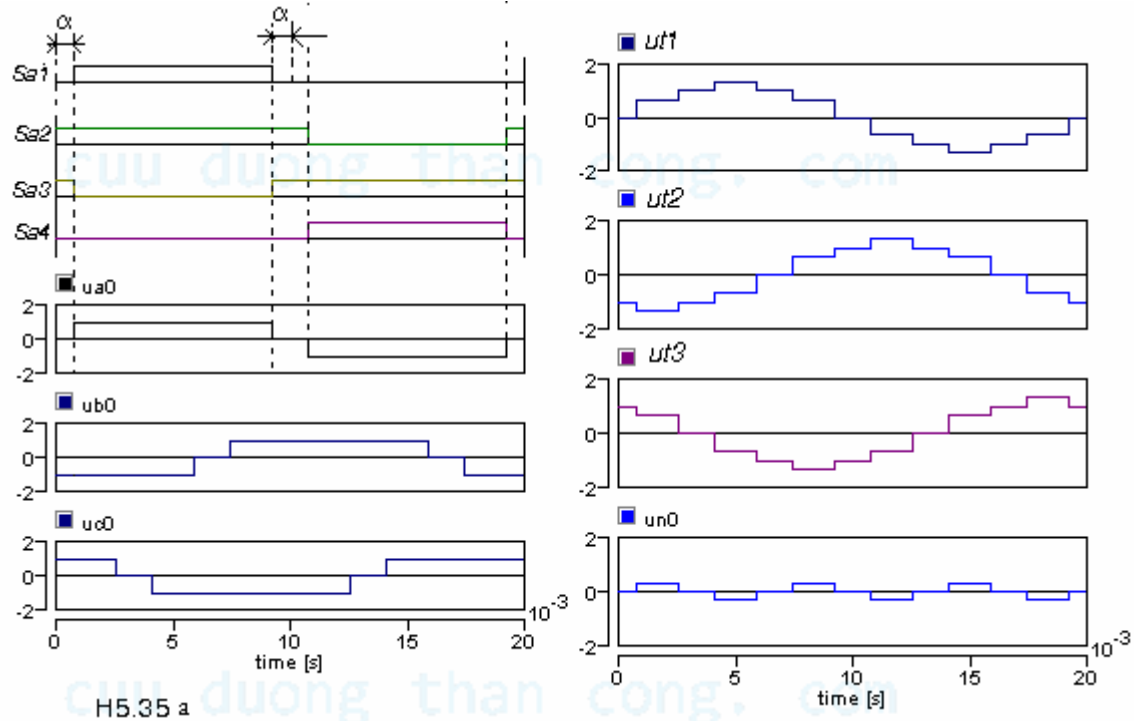
5.4 CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ NGHỊCH LƯU ÁP ĐA BẬC

Các phương pháp điều khiển áp dụng cho bộ nghịch lưu áp hai bậc như phương pháp điều chế độ rộng xung và các dạng cải biến của nó, phương pháp điều khiển vector, phương pháp khử sóng hài tối ưu, các phương pháp điều khiển dòng điện (hay vector dòng điện).... có thể được điều chỉnh để có thể áp dụng cho bộ nghịch lưu áp đa bậc. Bộ nghịch lưu áp đa bậc có phạm vi hoạt động chủ yếu đối với tải công suất lớn. Do đó, vấn đề giảm bớt tần số đóng ngắt và giảm shock điện áp dv/dt trên linh kiện công suất có ý nghĩa quan trọng. Các thuật toán điều khiển cố gắng thực hiện duy trì trạng thái cân bằng các nguồn điện áp dc và khử bỏ hiện tượng common-mode voltage, nguyên nhân gây ra một số hiện tượng làm sớm lão hóa động cơ.

Phương pháp điều biên tuy không phát huy được ứng dụng trong điều khiển bộ nghịch lưu áp hai bậc nhưng lại tỏ ra hiệu quả trong ứng dụng bộ nghịch lưu áp đa bậc cho tải công suất lớn, nhất là trong các hệ thống điều khiển năng lượng điện ac.

5.4.1 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU RỘNG

Áp dụng cho các bộ nghịch lưu đa bậc có cặp diode kẹp đến nguồn và bộ nghịch lưu áp đa bậc cascade.



Xét bộ nghịch lưu áp ba bậc trên hình H5.41, việc điều khiển điện áp tải có thể thực hiện theo giản đồ trên hình H5.35 đối với pha a bằng cách thay đổi độ rộng góc α .

Điện áp pha- tâm nguồn:

$$u_{a0} = \begin{cases} U/2 & \text{nếu } S_{a1} = S_{a2} = 1 \\ 0 & \text{nếu } S_{a2} = S_{a3} = 1 \\ -U/2 & \text{nếu } S_{a3} = S_{a4} = 1 \end{cases}; u_{b0} = \begin{cases} U/2 & \text{nếu } S_{b1} = S_{b2} = 1 \\ 0 & \text{nếu } S_{b2} = S_{b3} = 1 \\ -U/2 & \text{nếu } S_{b3} = S_{b4} = 1 \end{cases}$$

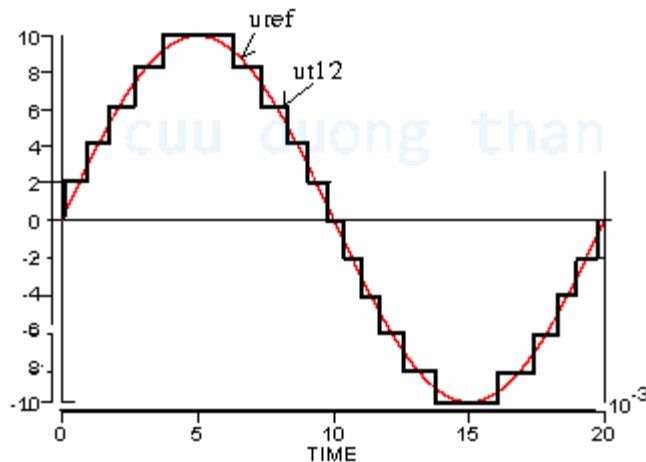
$$u_{c0} = \begin{cases} U/2 & \text{nếu } S_{c1} = S_{c2} \\ 0 & \text{nếu } S_{c2} = S_{c3} \\ -U/2 & \text{nếu } S_{c3} = S_{c4} \end{cases}$$

Từ điện áp pha – tâm nguồn, sử dụng hệ thức (5.5), ta có thể dẫn giải quá trình điện áp các pha tải. Điện áp tải có dạng 12 bước. Khi góc điều khiển giảm đến giá trị zero, ta thu được dạng áp 6 bước như trong bộ nghịch lưu áp hai bậc.

Phương pháp điều khiển 12 bước có hệ số méo dạng lớn khi chỉ số điều chế thấp, khi đó các phương pháp điều chế độ rộng xung có dạng chất lượng hơn.

5.4.2 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU BIÊN

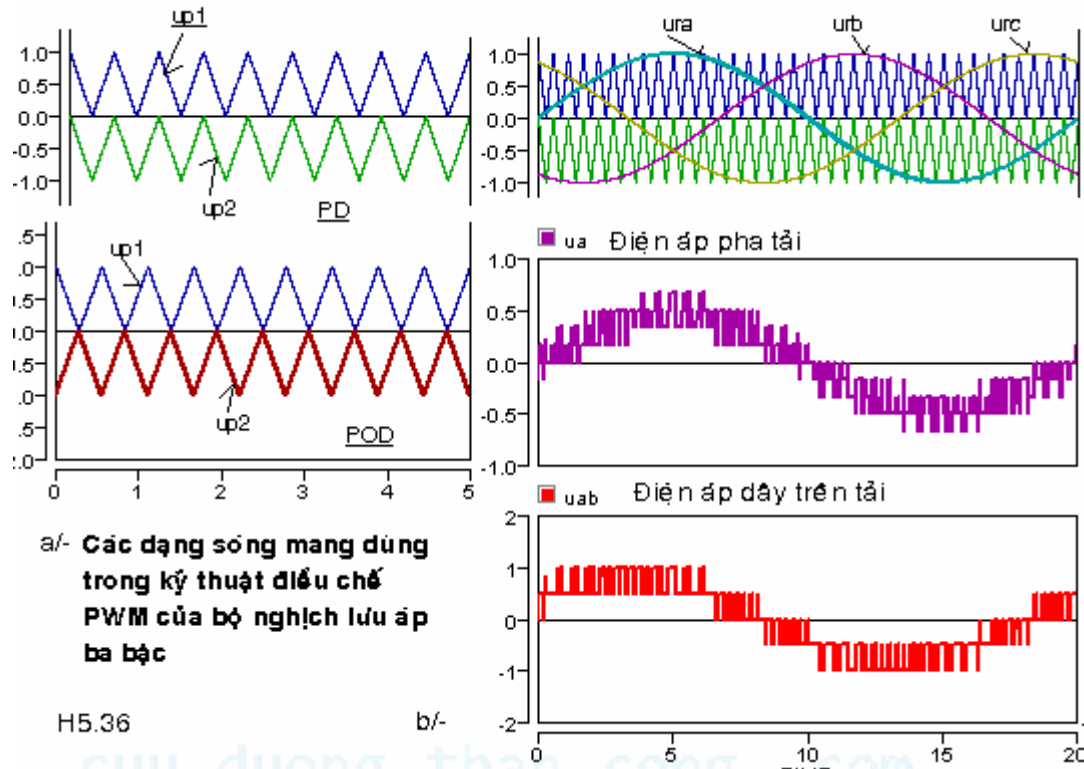
Tương tự như phương pháp điều biên bộ nghịch lưu áp hai bậc, điện áp nguồn dc được điều khiển thay đổi độ lớn. Điện áp ngõ ra được điều khiển theo dạng bậc thang nhiều bước (H5.35b). Góc chuyển mạch của các linh kiện được tính toán để sóng hài được hạn chế tối đa. Các giá trị góc chuyển mạch có thể thiết lập sẵn và xung kích đóng thực hiện theo dạng tra bảng (look-up table). Phương pháp điều khiển này đơn giản, tần số đóng ngắt rất thấp. Phương pháp này được sử dụng chủ yếu trong hệ thống bù nhuyến công suất phản kháng cho lưới (static var compensator). Sự mất cân bằng các điện áp nguồn dc không còn là vấn đề trở ngại trong ứng dụng vừa nêu.



H5.35b

5.4.3 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG

Phương pháp còn có tên Subharmonic PWM (SH-PWM), Multilevel carrier based PWM. Để thực hiện tạo giản đồ kích đóng các linh kiện trong cùng một pha tải, ta sử dụng một số sóng mang (dạng tam giác) và một tín hiệu điều khiển (dạng sin). Đối với bộ nghịch lưu áp m bậc, số sóng mang được sử dụng là (m-1). Chúng có cùng tần số f_c và cùng biên độ đỉnh-đỉnh A_c . Sóng điều khiển (hay sóng điều chế) có biên độ đỉnh-đỉnh bằng A_m và tần số f_m và dạng sóng của nó thay đổi chung quanh trục tâm của hệ thống (m-1) sóng mang. Nếu sóng điều khiển lớn hơn sóng mang nào đó thì linh kiện tương ứng sóng mang đó sẽ được kích đóng, trong trường hợp sóng điều khiển nhỏ hơn sóng mang tương ứng của nó, linh kiện trên sẽ bị khóa kích.

Bộ nghịch lưu đa bậc dạng mạch bị diode kèm

Chẳng hạn, xét pha a của bộ nghịch lưu áp ba bậc trên hình H5.41. Xung kích cho các linh kiện $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ được thiết lập trên cơ sở so sánh sóng điều khiển u_{ra} của pha a với sóng mang u_{p1} (đối với xung kích cho cặp S_{a1} và S_{a3}) và u_{p2} (đối với xung kích cho cặp S_{a2} và S_{a4}). Cụ thể là:

$$u_{ra} > u_{p1} \Rightarrow (S_{a1} = 1; S_{a3} = 0) \quad (5.101)$$

$$u_{ra} < u_{p1} \Rightarrow (S_{a1} = 0; S_{a3} = 1)$$

$$u_{ra} > u_{p2} \Rightarrow (S_{a2} = 1; S_{a4} = 0)$$

$$u_{ra} < u_{p2} \Rightarrow (S_{a2} = 0; S_{a4} = 1)$$

Từ giản đồ thiết lập trên, điện áp pha- tâm nguồn được xác định, ví dụ cho pha a:

$$u_{a0} = \begin{cases} U/2 & ; (S_{a1} = S_{a2} = 1) \\ 0 & ; (S_{a2} = S_{a3} = 1) \\ -U/2 & ; (S_{a3} = S_{a4} = 1) \end{cases} \quad (5.102)$$

Từ đó, sử dụng các hệ thức (5.5), (5.6) để xác định các điện áp tải.

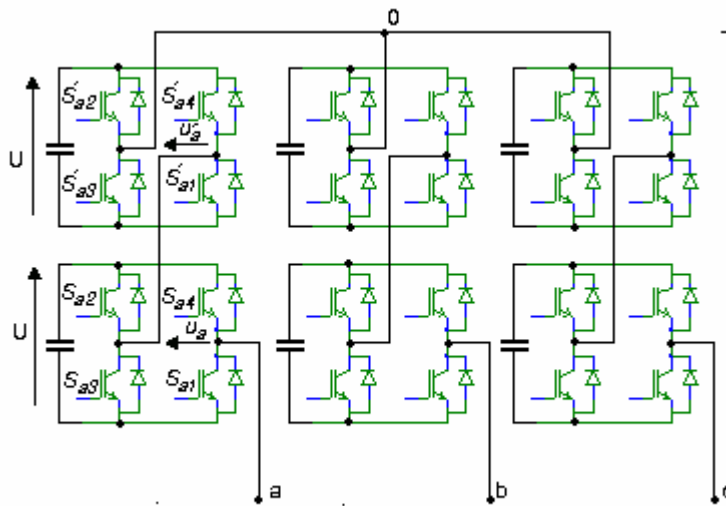
Chỉ số biên độ m_a và tỉ số tần số m_f trong bộ nghịch lưu đa bậc được định nghĩa như

sau:

$$m_a = \frac{A_m}{(m-1).A_C} \quad (5.103)$$

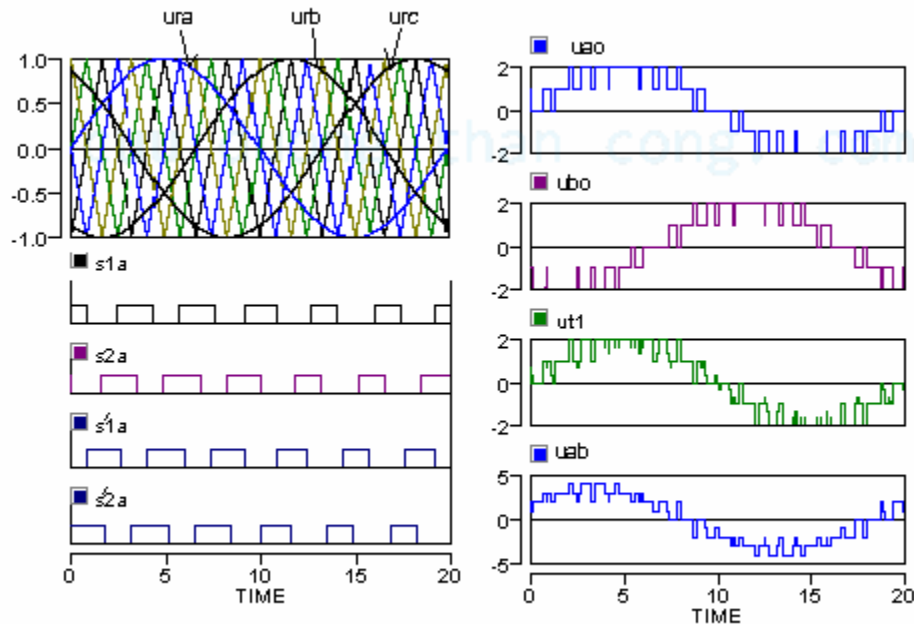
$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (5.104)$$

Ba dạng phối hợp giữa các sóng mang thường được sử dụng gồm (xem hình H5.36a):



H5.37

In phase disposition): tất cả các sóng mang đều cùng pha.



H5.38

Trong các phương pháp bố trí sóng mang, phương pháp bố trí các sóng mang đa bậc cùng pha cho độ méo dạng áp dây nhỏ nhất. Đối với bộ nghịch lưu áp ba bậc, phương pháp POD và APOD cho cùng kết quả dạng sóng mang.

Bộ nghịch lưu đa bậc dạng cascade: phương pháp điều chế độ rộng xung sử dụng sóng mang dịch pha (Phase Shifted Carrier PWM-PSCPWM) là phương pháp điều chế cơ bản được sử dụng. Theo đó, mỗi bộ nghịch lưu áp cầu một pha trong mạch cascade có nguyên lý điều chế PWM giống nhau của một bộ nghịch lưu cầu một pha. Các sóng mang của các bộ nghịch lưu có cùng biên độ và tần số và độ dịch pha giữa các sóng mang này bằng π/m , m là số bộ nghịch lưu cầu một pha.

- Hai sóng mang kế cận liên tiếp nhau sẽ bị dịch 180 độ –APOD (Alternative Phase Opposition Disposition)
- Bố trí đối xứng qua trục zero (POD- Phase opposition Disposition). Các sóng mang nằm trên trục 0 sẽ cùng pha nhau, ngược lại, các sóng mang nằm dưới trục 0 sẽ bị dịch đi 180 độ.
- Bố trí cùng pha (DP-

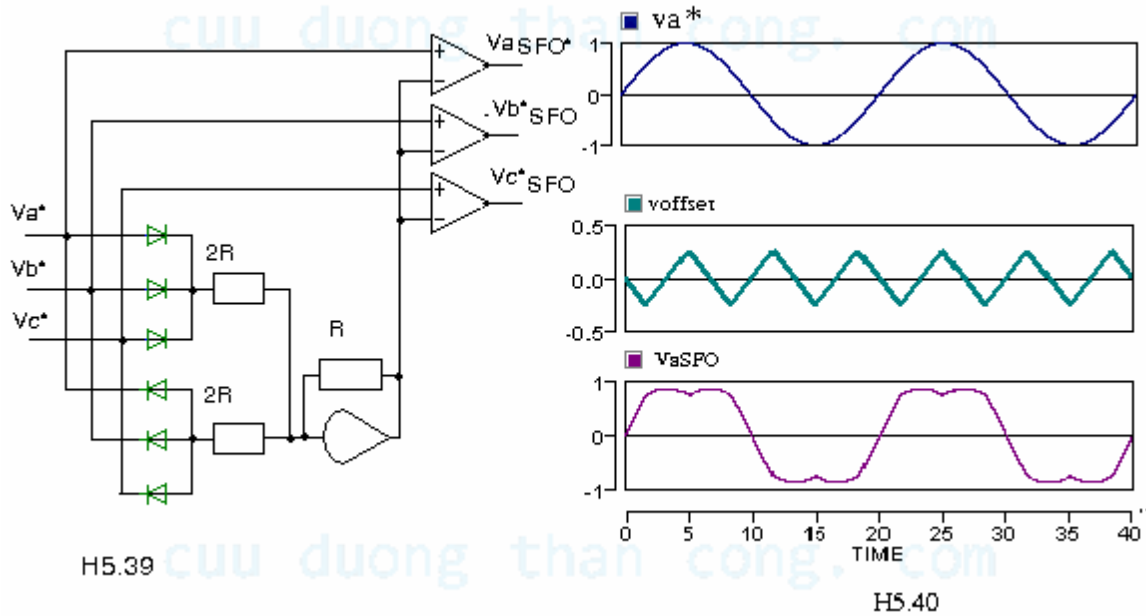
Trên hình vẽ H5.37 là bộ nghịch lưu dạng cascade 5 bậc. Ở mỗi nhánh pha, có 4 sóng mang lệch pha nhau một góc $\pi/2$ được sử dụng. Giả sử kích các linh kiện được thiết lập trên cơ sở so sánh sóng mang và tín hiệu áp điều khiển (dạng sin) và qui tắc kích đối nghịch. Điện áp tạo thành ở ngõ ra của mỗi bộ nghịch lưu áp một pha (u_a, u_a') có dạng ba bậc. Chúng kết hợp tạo thành điện áp pha- tâm nguồn (u_{ao}) dạng 5 bậc.

5.4.4 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG CẢI BIẾN

(Modified PWM hoặc Switching Frequency Optimal PWM method- SFO-PWM))

Có kỹ thuật thực hiện phương pháp điều chế độ rộng xung vừa trình bày. Điểm khác biệt là sóng điều chế được cải biến. Theo đó, mỗi sóng điều chế được cộng thêm tín hiệu thứ tự không (sóng hài bội ba). Tồn tại nhiều khả năng tạo nên thành phần thứ tự không, Một trong các tín hiệu thứ tự không có thể chọn bằng trị trung bình của giá trị tín hiệu lớn nhất trong 3 tín hiệu điều chế với tín hiệu nhỏ nhất trong 3 tín hiệu điều chế- phương pháp SFO-PWM. Gọi V_a^*, V_b^*, V_c^* là các tín hiệu điều khiển của phương pháp điều chế PWM. Tín hiệu điều khiển theo phương pháp SFO-PWM vừa được mô tả có thể biểu diễn dưới dạng toán học như sau:

$$V_{offset} = \frac{\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)}{2} \quad (5.105)$$



$$\begin{aligned} V_{aSFO} &= V_a^* - V_{offset} \\ V_{bSFO} &= V_b^* - V_{offset} \\ V_{cSFO} &= V_c^* - V_{offset} \end{aligned} \quad (5.106)$$

Sơ đồ thực hiện tạo tín hiệu điều chế cải biến từ tín hiệu điều chế dạng sin được vẽ trên hình H5.39. Tín hiệu điện áp điều chế và điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu được vẽ trên hình H5.40.

Phương pháp điều chế độ rộng xung cải biến chỉ được sử dụng cho tải ba pha – 3 dây. Hệ quả của phương pháp là điện áp pha tải được tăng lên khoảng 15% so với phương pháp điều chế độ rộng xung sin ở phần trên, trước khi đạt đến phạm vi điều chế mở rộng (overmodulation).

5.4.5 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ VECTOR KHÔNG GIAN

Vector không gian của bộ nghịch lưu áp đa bậc:

Quá trình đóng ngắt các linh kiện tạo ra điện áp ba pha tải với vector không gian của nó thay đổi nhảy cấp trên hình lục giác đa bậc. Ví dụ, đối với bộ nghịch lưu áp ba bậc, khả năng điều khiển kích dẫn linh kiện tạo nên 27 trạng thái khác nhau, mỗi trạng thái được minh họa bởi tổ hợp $(k_a k_b k_c)$, với $k_a=0,1,2$; $k_b=0,1,2$; $k_c=0,1,2$ là hệ số trạng thái tương ứng của các pha a,b,c. Ví dụ: xét hệ số k_a của pha a ta có:

$$k_a = \begin{cases} 0 & \text{khí } S_{a3} = S_{a4} = 1 \\ 1 & \text{khí } S_{a2} = S_{a3} = 1 \\ 2 & \text{khí } S_{a1} = S_{a2} = 1 \end{cases} \quad (5.107)$$

Trong quá trình kích dẫn, qui luật sau được tuân thủ:

$$\begin{aligned} S_{x1} + S_{x3} &= 1 \\ S_{x2} + S_{x4} &= 1 \end{aligned}; \text{ với } x=a,b,c \quad (5.108)$$

Từ đó, chẳng hạn, trạng thái (200) có nghĩa là: $S_{a1}=S_{a2}=1$; $S_{b3}=S_{b4}=1$; $S_{c3}=S_{c4}=1$.

Theo định nghĩa vector không gian, tương ứng 27 trạng thái kích dẫn linh kiện ta thu được 19 vị trí vector không gian của vector điện áp tạo thành, bao gồm 12 vector nằm trên đỉnh và trung điểm của hình lục giác lớn bao ngoài, 6 vector điện áp nằm trên 6 đỉnh của hình lục giác bên trong và vector không tại tâm của hình lục giác (hình H5.41). Đối với các vector nằm tại đỉnh của hình lục giác bên trong, tồn tại hai trạng thái kích dẫn khác nhau của linh kiện nhưng lại có cùng chung vị trí vector không gian. Ngoài ra, tồn tại 3 trạng thái kích dẫn khác nhau cho cùng vị trí vector không.

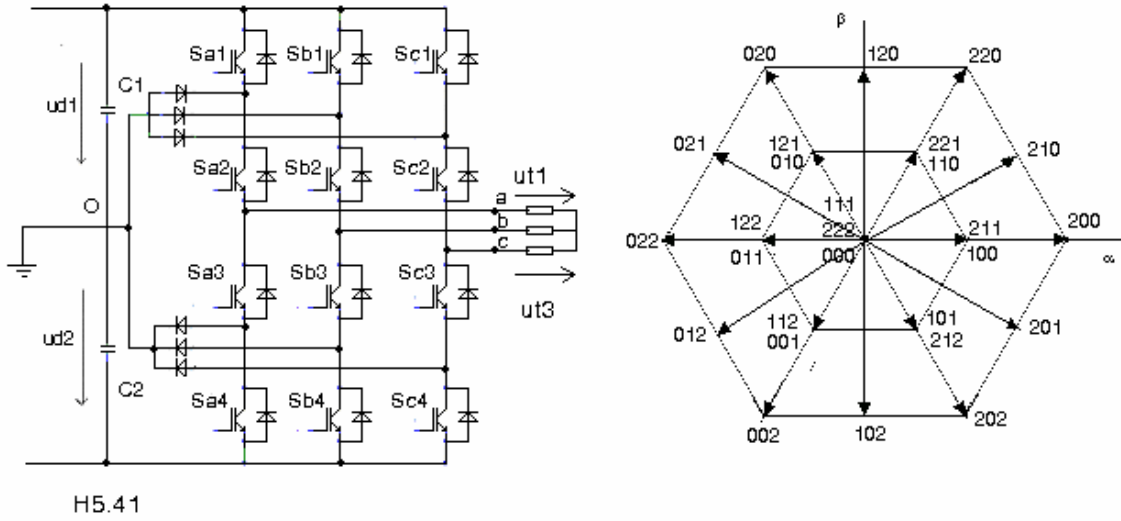
Điều chế vector không gian của bộ nghịch lưu áp đa bậc:

Về nguyên lý, phương pháp điều chế vector không gian đối với bộ nghịch lưu áp đa bậc được thực hiện tương tự như đối với bộ nghịch lưu áp hai bậc. Để tạo vector trung bình tương đương với một vector \vec{v} cho trước, trước hết cần xét xem vector \vec{v} nằm trong vị trí nào của hình lục giác (hexagon). Để thuận tiện, thông thường diện tích hình lục giác được chia nhỏ thành các hình tam giác con. Ví dụ, góc phần sáu thứ nhất của hình lục giác giới hạn bởi ba vector \vec{v}_0, \vec{v}_2 và \vec{v}_6 được chia nhỏ thành các diện tích (1), (2), (3) và (4) như hình vẽ H5.42. Vector \vec{v} đang khảo sát cần điều khiển để đạt được có vị trí nằm trên phần diện tích (2).

Bước tiếp theo, ta xác định các vector không gian cần thiết- gọi là các vector cơ bản, cần sử dụng để tạo nên vector trung bình nằm trong diện tích (2). Rõ ràng, trường hợp này, các vector cơ bản tương ứng là \vec{v}_1, \vec{v}_2 và \vec{v}_3 . Như vậy, vector tương đương với vector \vec{v} có thể thực hiện bằng cách điều khiển duy trì tác dụng theo trình tự vector \vec{v}_1 trong thời gian T_1 , vector \vec{v}_2 trong thời gian T_2 và vector \vec{v}_3 trong thời gian T_3 theo hệ thức:

$$\vec{V}.T_s = \vec{V}_1.T_1 + \vec{V}_2.T_2 + \vec{V}_3.T_3 \quad (5.109)$$

$T_s=T_1+T_2+T_3$ là chu kỳ lấy mẫu.



Vấn đề còn lại là xác định thời gian tác dụng T_1, T_2 và T_3 của các vector cơ bản.

Nếu ta biết được vector \vec{v} dưới dạng các thành phần vuông góc V_α, V_β trong hệ tọa độ đứng yên $\alpha - \beta$ (stationary frame), quan hệ giữa các thành phần vector V_α, V_β với thời gian duy trì trạng thái vector \vec{v}_1, \vec{v}_2 và \vec{v}_3 có thể biểu diễn dưới dạng ma trận sau:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \cdot \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (5.110)$$

Với $V_{1\alpha}, V_{2\alpha}, V_{3\alpha}, V_{1\beta}, V_{2\beta}, V_{3\beta}$ là các thành phần theo trục tọa độ α và β của các vector trên hình lục giác \vec{v}_1, \vec{v}_2 và \vec{v}_3 . Từ đó, thời gian được xác định (áp dụng ma trận ngược):

$$\frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.111)$$

hay ở dạng thời gian tương đối: $d_j = T_j/T_s; j=1,2,3$

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.112)$$

Áp dụng cụ thể vào 4 diện tích hình tam giác trong góc phần sáu thứ nhất của hình lục giác, chú ý đến vector cơ bản trong mỗi diện tích trên, ta thu được kết quả sau (xem hình H5.42):

Trong diện tích (1), vector cơ bản \vec{v}_0, \vec{v}_1 và \vec{v}_4 .

$$\begin{aligned} d_1 &= d_{V0} = 1 - d_2 - d_3 = 1 - m_a \cdot (\sin \theta + \sqrt{3} \cdot \cos \theta) \\ d_2 &= d_{V1} = m_a \cdot (-\sin \theta + \sqrt{3} \cdot \cos \theta) \\ d_3 &= d_{V4} = 2 \cdot m_a \cdot \sin \theta \end{aligned} \quad (5.113)$$

Trong diện tích (2), vector cơ bản \vec{v}_1, \vec{v}_2 và \vec{v}_3 .

$$d_1 = d_{V1} = 2 - m_a \cdot (\sin \theta + \sqrt{3} \cdot \cos \theta)$$

$$d_2 = d_{V2} = -1 + m_a \cdot (-\sin \theta + \sqrt{3} \cdot \cos \theta) \quad (5.114)$$

$$d_3 = d_{V3} = 2 \cdot m_a \cdot \sin \theta$$

Trong diện tích tam giác (3), vector cơ bản \vec{v}_1, \vec{v}_3 và \vec{v}_4 :

$$d_1 = d_{V1} = 1 - 2m_a \cdot \sin \theta$$

$$d_2 = d_{V3} = -1 + m_a \cdot (\sin \theta + \sqrt{3} \cdot \cos \theta) \quad (5.115)$$

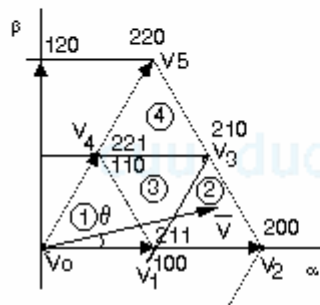
$$d_3 = d_{V4} = 1 + m_a \cdot (\sin \theta - \sqrt{3} \cdot \cos \theta)$$

Trong diện tích tam giác (4), vector cơ bản \vec{v}_5, \vec{v}_3 và \vec{v}_4 :

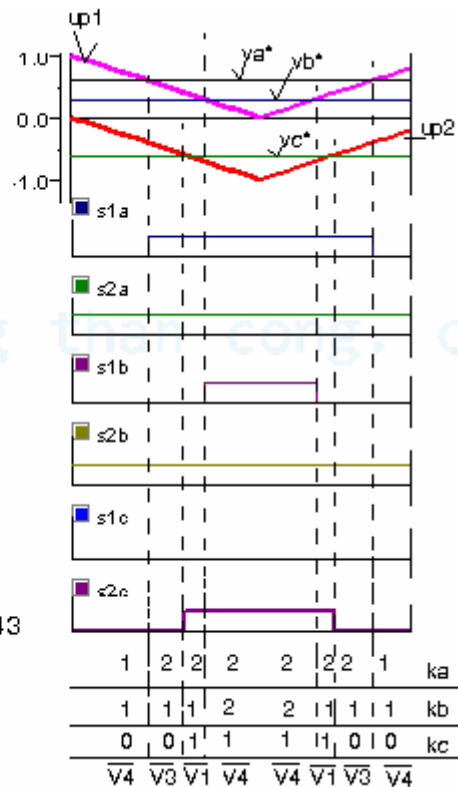
$$d_1 = d_{V4} = 2 - m_a \cdot (\sin \theta + \sqrt{3} \cdot \cos \theta)$$

$$d_2 = d_{V5} = -1 + 2m_a \cdot \sin \theta \quad (5.116)$$

$$d_3 = d_{V3} = m_a \cdot (-\sin \theta + \sqrt{3} \cdot \cos \theta)$$



H5.42



H5.43

Nếu vector nằm ở góc phần sáu thứ i so với góc phần sáu thứ nhất của hình lục giác tính từ vị trí trục thực α , ta có thể quy đổi nó về góc phần sáu thứ nhất để xác định thời gian tác động của các vector cơ bản theo hệ thức:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(i-1)\frac{\pi}{3} & -\sin(i-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(i-1)\frac{\pi}{3} & \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha,i} \\ V_{\beta,i} \end{bmatrix}$$

$$(5.117)$$

$$i=1,2,\dots,6$$

Thực hiện kỹ thuật điều chế vector không gian cho bộ nghịch lưu áp ba bậc:

Giản đồ kích dẫn các linh kiện bộ nghịch lưu áp ba bậc được minh họa trên hình H5.43, áp dụng cho góc phần sáu thứ nhất của hình lục giác. Chú ý do trạng thái kích dẫn các linh kiện trên cùng nhánh pha tải cho bởi qui luật đối nghịch nên trên giản đồ chỉ cần trình bày trạng thái của S_{x1} và S_{x2} , $x=a,b,c$. Từ giản đồ ta thấy các trạng thái kích dẫn tương ứng 3 vector cơ bản \vec{V}_1, \vec{V}_3 và \vec{V}_4 . Thời gian kích dẫn của các vector này có thể suy ra từ biểu thức tính toán T_1, T_2, T_3 hoặc trên kỹ thuật điều chế độ rộng xung dựa vào sóng mang như trên hình vẽ H5.43.

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

5.5 - BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG

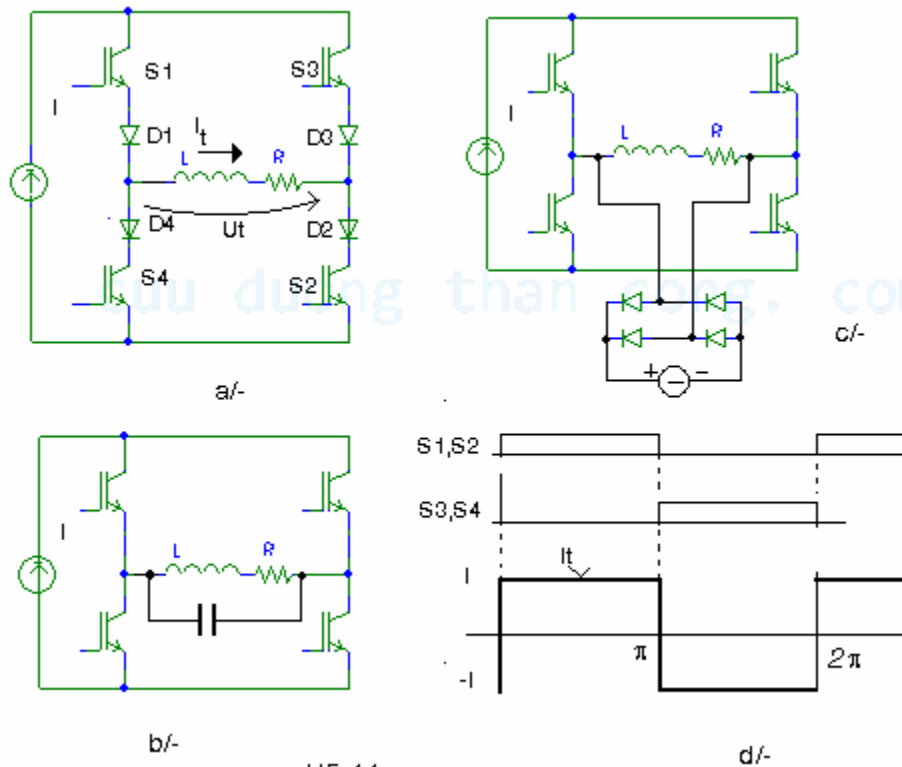
Bộ nghịch lưu có nguồn một chiều là nguồn dòng điện. Bộ nghịch lưu dòng được sử dụng trong lĩnh vực truyền động động cơ điện xoay chiều, và cho là cảm ứng.

Tương tự như bộ nghịch lưu áp, ta phân biệt bộ nghịch lưu dòng với quá trình chuyển mạch cưỡng bức và bộ nghịch lưu dòng với quá trình chuyển mạch tự nhiên (phụ thuộc).

Bộ nghịch lưu dòng có quá trình chuyển mạch cưỡng bức được áp dụng cho tải tổng quát. Trong trường hợp tải mang tính dung kháng, bộ nghịch lưu có thể sử dụng với quá trình chuyển mạch phụ thuộc và sử dụng linh kiện bán dẫn như thyristor.

5.5.1 BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG MỘT PHA

Sơ đồ và nguyên lý hoạt động của bộ nghịch lưu dòng một pha (hình 5.44a)



H5.44

Dòng qua tải giảm nhanh về 0 và đảo chiều $i_t = -I$

Do tải mang tính cảm kháng, sự đảo chiều nhanh của dòng điện gây ra quá điện áp đặt lên các công tắc. Nếu tải có độ tự cảm L nhỏ, mạch mắc nối tiếp công tắc với diode chịu được điện áp cao; nếu tải có L lớn, cần phải thay đổi cấu hình bộ nghịch lưu dòng. Chẳng hạn mắc tụ song song với tải (hình H5.44b) hoặc dùng mạch tích năng lượng (H5.44c). Tác dụng của các mạch phụ này làm dòng tải trong quá trình đổi dấu không thay đổi đột ngột và do đó không gây ra áp quá áp phản kháng. Cấu trúc dùng tụ xoay chiều mắc rẽ nhánh với tải có thể làm xuất hiện dao động dòng điện và điện áp do tương tác của tụ điện với cảm kháng của tải.

Tụ điện được tính toán sao cho biên độ thành phần cơ bản dòng điện dẫn qua tụ có giá trị không lớn và độ dao động điện áp do các sóng hài bậc cao trên tải nằm trong phạm vi cho phép.

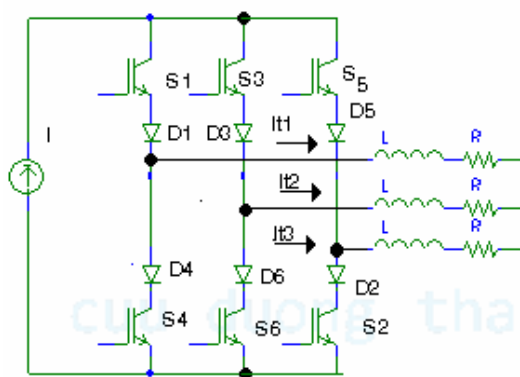
Trong trường hợp tải tổng quát (R, RL, RL_ξ), linh kiện phải có khả năng điều khiển ngắt dòng điện. Có thể sử dụng IGBT mắc nối tiếp với diode cao áp hoặc sử dụng linh kiện công suất GTO.

Giả sử dòng đang dẫn qua $S_1D_1S_2D_2$ và tải, dòng điện tải $i_t = I$. Để đảo chiều dòng điện tải, xung kích đóng đưa vào S_1S_2 và kích ngắt S_3S_4 .

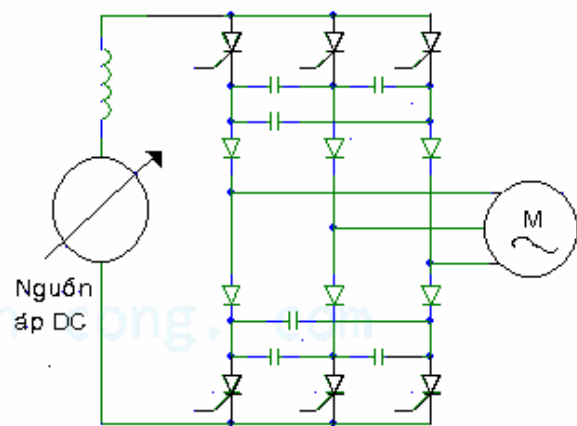
Cấu trúc dùng mạch tích năng lượng có khả năng khắc phục nhược điểm trên. Tuy nhiên, hệ thống mạch công suất trở nên phức tạp hơn do sự sử dụng mạch chỉnh lưu cầu diode và phía mạch dc của nó phải có phần tử có khả năng dự trữ năng lượng. Mỗi lần dòng điện tải đổi chiều, mạch dc được nạp năng lượng bởi dòng tải. Phần tử tích điện có thể là tụ điện, để điện áp tụ không tăng, ta cần thực hiện điều khiển xả năng lượng tụ hoặc điều khiển năng lượng tụ trả về lưới điện xoay chiều qua mạch bán dẫn công suất (ví dụ điều khiển bộ chỉnh lưu ở chế độ nghịch lưu). Mặt khác, tác dụng mạch tích năng lượng làm dòng điện thực tế qua tải bị lệch pha so với dòng điện lý tưởng yêu cầu (so sánh quá trình dòng i_a và i_{ll}).

5.5.2 BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG BA PHA

Bộ nghịch lưu dòng ba pha có cấu trúc cho trên hình vẽ (H5.47,H5.48,H5.49, H5.50)



H5.47



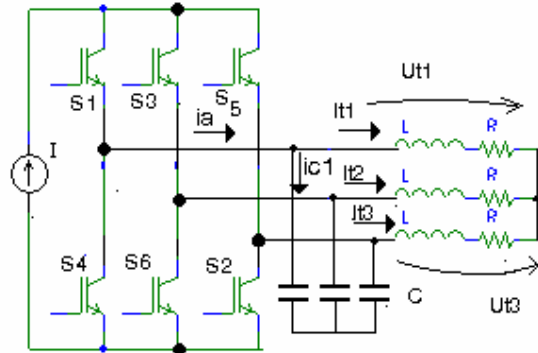
H5.48

Bộ nghịch lưu dòng

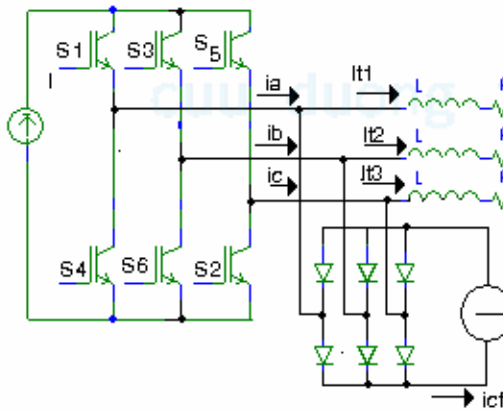
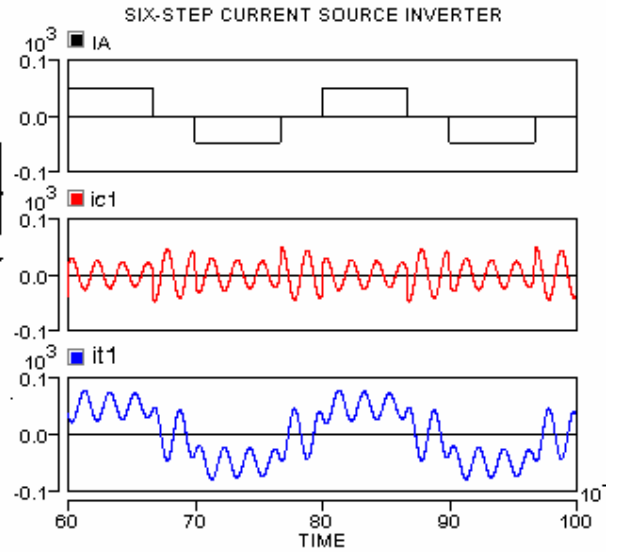
Tương tự như trường hợp bộ nghịch lưu dòng một pha, cấu tạo của các bộ nghịch lưu dòng ba pha có thể gồm các dạng: mạch chứa diode cao áp bảo vệ, mạch chứa tụ chuyển mạch và mạch chứa tụ tích năng lượng. Khi tải có công suất lớn, có thể sử dụng bộ nghịch lưu dòng với linh kiện thyristor và mạch tắt cưỡng bức (xem hình H5.48).

Các ưu nhược điểm của các cấu trúc mạch này đã được nêu trong phần bộ nghịch lưu dòng một pha. Đồ thị quá trình điện áp và dòng điện các phần tử mạch cũng được minh họa trên hình vẽ cạnh sơ đồ tương ứng.

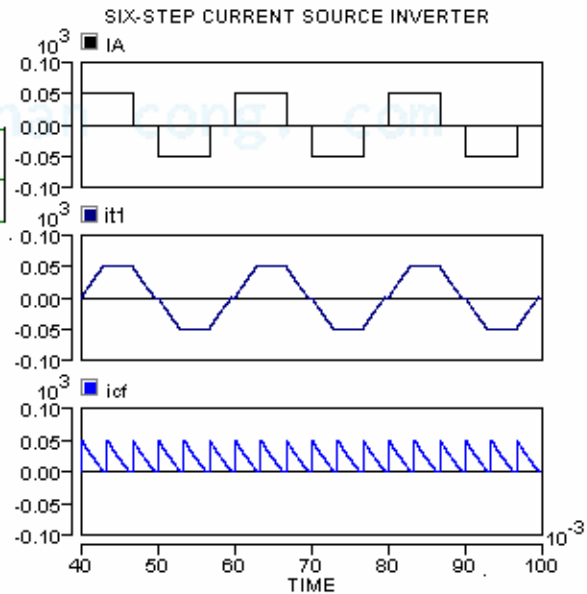
Đối với bộ nghịch lưu dòng điện ba pha. Tại mỗi thời điểm có một công tắc ở nhánh trên dẫn và một công tắc ở nhánh dưới dẫn. Mỗi công tắc dẫn điện trong thời gian $1/3$ chu kỳ. Bỏ qua thời gian chuyển mạch giữa các nhánh, đồ thị dòng điện qua tải được vẽ trên hình H5.51 cho trường hợp điều khiển 6 bước. Dòng điện qua tải có dạng không sin.



H5.49



H5.50 Bộ nghịch lưu dòng điện với mạch tích năng lượng



5.6 CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ NGHỊCH LƯU DÒNG

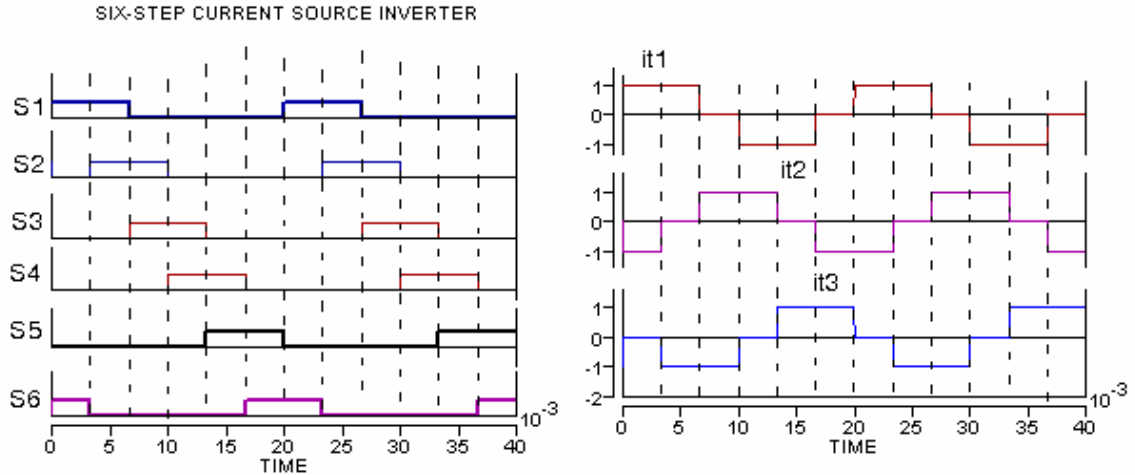
Giả thiết rằng giá trị trạng thái van bán dẫn khi đóng bằng “1” và khi ngắt bằng “0”. Qui luật điều khiển của bộ nghịch lưu dòng là phải đảm bảo điều kiện kích đóng duy nhất (Qui luật kích duy nhất trong nhóm)

$$S_1 + S_3 + S_5 = 1 \text{ và } S_2 + S_4 + S_6 = 1 \quad (5.119)$$

Điều này có nghĩa, tại mỗi thời điểm chỉ có một van ở nhóm trên và một van ở nhóm dưới được kích đóng.

5.6.1 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN THEO BIÊN ĐỘ

Đây là phương pháp điều khiển chủ yếu áp dụng cho bộ nghịch lưu dòng. Độ lớn dòng điện tải được điều khiển bằng cách điều khiển nguồn dòng điện. Chẳng hạn điều khiển góc kích α của bộ chỉnh lưu có điều khiển hoặc điều khiển tỉ số thời gian γ khi có nguồn dc điều khiển bằng bộ biến đổi điện áp một chiều.



H5.51

Giản đồ xung kích được vẽ trên hình H5.51a

Tần số dòng điện tải được điều khiển bởi giản đồ kích cho bộ nghịch lưu dòng. Góc kích đóng cho mỗi công tắc trong bộ nghịch lưu dòng điện như nhau và bằng $\frac{2\pi}{m}$ với m là số pha của bộ nghịch lưu. Ví dụ, đối với bộ nghịch lưu dòng ba pha, xung kích đóng cho các công tắc nhóm trên lần lượt thực hiện gửi đến các linh kiện S1, S3 và S5 với độ rộng bằng $2\pi/3$. Tương tự cho các linh kiện nhóm dưới. Bộ nghịch lưu dòng ba pha với phương pháp điều biên được gọi là bộ nghịch lưu dòng điều khiển 6 bước. (Six step current Inverter).

Bằng cách dùng phân tích Fourier dạng dòng điện qua pha tải- ví dụ i_{t1} (đấu dạng Y), ta thu được hệ thức sau –xem đồ thị dòng pha i_{t1} - hình H5.51:

$$I_{t1}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \left[\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t - \frac{\pi}{6}) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t + \frac{\pi}{6}) + \dots \right] \quad (5.120)$$

Với $n=1$, trị biên độ thành phần hài cơ bản dòng điện pha tải:

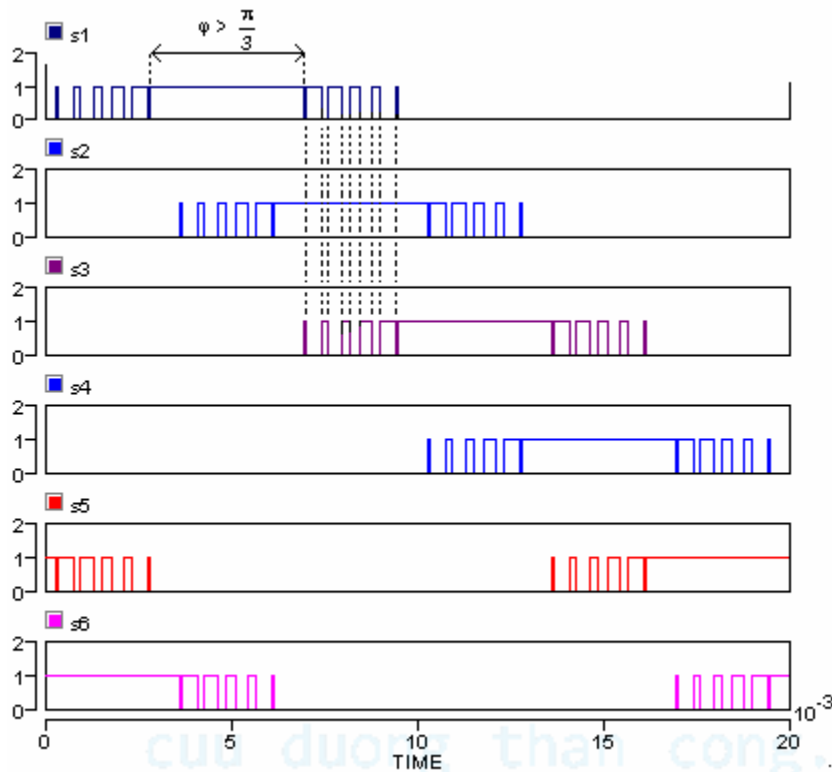
$$I_{t1(1)m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I \quad (5.121)$$

Trị hiệu dụng dòng điện tải:

$$I_t = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I^2 dx} = \sqrt{\frac{2}{3}} I \quad (5.122)$$

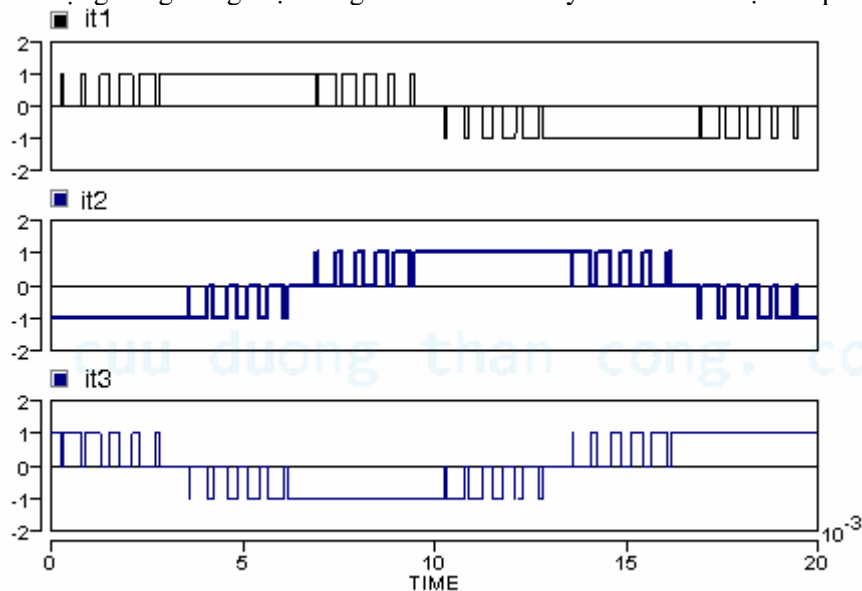
Các thành phần sóng hài của dòng điện tải có biên độ tương đối cao. Do đó ảnh hưởng nhiều đến hoạt động của tải. Dạng sóng dòng điện có thể cải tiến thuận lợi hơn bằng cách kéo dài thời gian chuyển mạch giữa các công tắc dẫn điện, chẳng hạn nhờ mạch tích năng lượng hoặc bộ chuyển mạch.

5.6.2 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG



H5.52

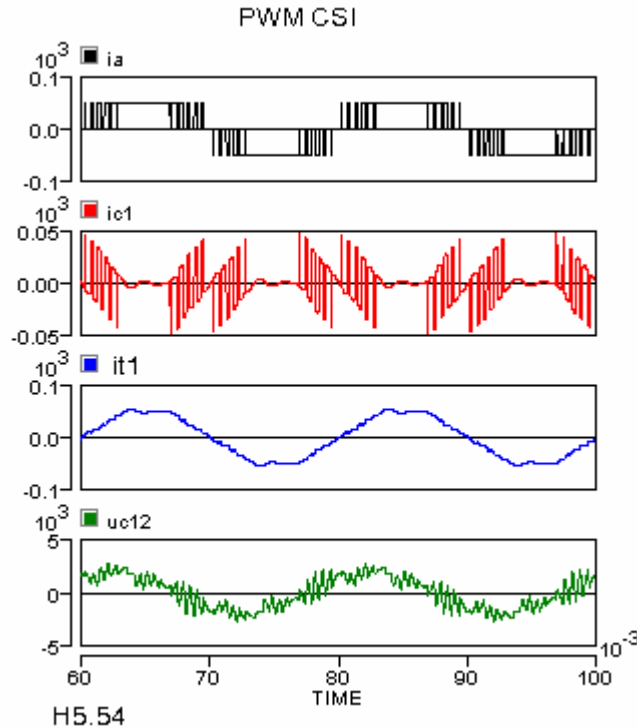
điều khiển được như phương pháp điều biên và thực hiện điều rộng xung trên mạch nghịch lưu dòng để cải tiến dạng sóng dòng điện ở ngõ ra nhất là ở dãy tần số làm việc thấp.



H5.53

Quá trình chuyển mạch giữa các nhánh công tắc trong bộ nghịch lưu dòng tạo nên các xung gai quá điện áp tác dụng không tốt đến hoạt động các phần tử trong mạch điện. Độ lớn các gai điện áp có thể giảm bớt bằng cách kéo dài thời gian chuyển mạch. Thông thường chức năng này thực hiện nhờ tụ điện chứa trong mạch. Để các xung gai quá điện áp giảm càng nhiều, tụ càng lớn và thời gian chuyển mạch càng kéo dài. Do đó, tần số đóng ngắt của các công tắc không thể cao được.

Phương pháp đòi hỏi độ lớn dòng điện dc phải



Phương pháp điều chế độ rộng xung của bộ nghịch lưu dòng ba pha cho dạng dòng điện ra một phần trùng với dạng cho bởi phương pháp 6 bước. Tại một số vị trí, dòng điện qua pha tải sẽ có độ lớn bằng 0 thay vì $\pm I$ và $\pm I$ thay vì 0 tại một số vị trí khác.

Xét dòng điện i_{t1} qua pha 1 chẳng hạn khi S_2 dẫn, bằng cách lần lượt đóng ngắt liên tục S_1 và S_3 , ta có độ lớn dòng tải i_{t1} – xem hình H5.53:

$$i_{t1} = I \text{ khi } S_1 \text{ đóng, } S_3 \text{ ngắt;}$$

$$i_{t1} = 0 \text{ khi } S_3 \text{ đóng, } S_1 \text{ ngắt.}$$

Để đạt được sóng dòng điện ba pha đối xứng, dạng dòng điện được điều chế của mỗi pha phải chứa xung trung tâm rộng tối thiểu bằng $\frac{\pi}{3}$. Khi hai pha đang được điều chế xung, pha thứ ba

không được thay đổi trạng thái dẫn điện. Gọi n là số lần thay đổi trạng thái dòng điện pha tải trong $1/4$ chu kỳ dòng tải, nếu chọn vị trí kích thích hợp các công tắc, ta có thể khử bỏ $(n-1)$ sóng hài của dòng tải, đồng thời điều khiển biên độ sóng hài cơ bản theo giá trị cho trước.

Với cấu hình mạch chứa tụ để hạn chế quá điện áp chuyển mạch (xem hình H5.48), quá trình dòng điện qua một pha tải (i_{t1}) và dòng qua tụ điện (i_{c1}) được vẽ minh họa trên hình H5.54. Dòng điện qua tải gần như cùng pha với dòng điện ngõ ra của bộ nghịch lưu (i_a) và thành phần sóng hài dòng điện qua nó được hạn chế.

5.6.3 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ VECTOR KHÔNG GIAN

Vector không gian của dòng điện bộ nghịch lưu dòng ba pha:

Phương pháp điều chế vector không gian đối với bộ nghịch lưu dòng cũng có tính tương tự như trường hợp phương pháp điều chế vector không gian của bộ nghịch lưu áp, tạo điều kiện thiết lập quan hệ tối ưu giữa các dòng điện pha khi thực hiện điều khiển một vector dòng điện duy nhất.

Trước hết, áp dụng định nghĩa vector không gian theo hệ thức (5.70) cho các dòng điện ba pha trên hình H5.51, ta có thể xác định quỹ đạo vector không gian trong trường hợp điều khiển 6 bước và thiết lập các giá trị điền vào bảng B5.7 sau:

Bảng B5.7:

i_{t1}	I	I	0	-I	-I	0	0	0	0
i_{t2}	-I	0	I	I	0	-I	0	0	0
i_{t3}	0	-I	-I	0	I	I	0	0	0
S1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
S3	0	0	1	1	0	0	0	1	0
S5	0	0	0	0	1	1	0	0	1
S2	0	1	1	0	0	0	0	0	1
S4	0	0	0	1	1	0	1	0	0
S6	1	0	0	0	0	1	0	1	0
\vec{i}	$\frac{2I}{\sqrt{3}} \cdot e^{-j\pi/6}$	$\frac{2I}{\sqrt{3}} \cdot e^{j\pi/6}$	$\frac{2I}{\sqrt{3}} \cdot e^{j\pi/2}$	$\frac{2I}{\sqrt{3}} \cdot e^{j5\pi/6}$	$\frac{2I}{\sqrt{3}} \cdot e^{j7\pi/6}$	$\frac{2I}{\sqrt{3}} \cdot e^{j3\pi/2}$	0	0	0
	\vec{i}_6	\vec{i}_1	\vec{i}_2	\vec{i}_3	\vec{i}_4	\vec{i}_5	0	0	0

Quỹ đạo vector không gian của vector dòng điện tải ba pha lần lượt dịch chuyển nhảy cấp giữa 6 vị trí vector đỉnh của hình lục giác. Khi dịch chuyển đến vị trí mỗi vector đỉnh, vector dòng điện sẽ lưu tại vị trí đó trong thời gian $1/6$ chu kỳ dòng điện tải trước khi dịch chuyển đột ngột đến vị trí vector đỉnh tiếp theo. Biên độ vector dòng điện tại các đỉnh hình lục giác có giá trị $\frac{2I}{\sqrt{3}}$.

Kỹ thuật điều chế vector không gian dòng điện:

Đối với phương pháp điều khiển độ rộng xung bộ nghịch lưu dòng, vector dòng điện hình thành gồm 6 vector đỉnh hình lục giác vừa nêu và 3 vector dòng điện bằng không (vector không). Các vector không tạo thành khi linh kiện nhóm trên và nhóm dưới của cùng một pha tải ở trạng thái dẫn điện.

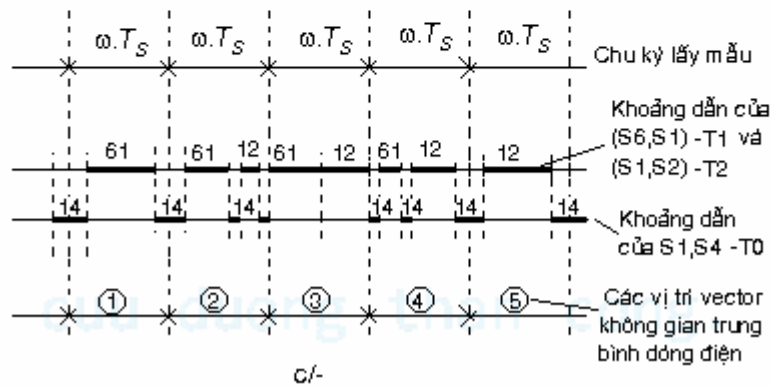
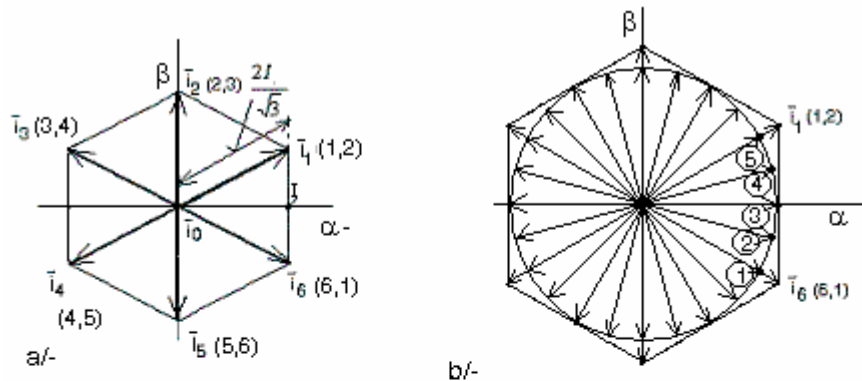
Ví dụ trong phạm vi góc phần 6 thứ nhất của lục giác giới hạn bởi hai vector dòng (\vec{i}_6, \vec{i}_1) , để điều khiển vector dòng trung bình (tương đương) \vec{I} di chuyển theo quỹ đạo đường tròn, cần thực hiện quá trình điều khiển lần lượt các vector \vec{i}_6 trong thời gian T_1 và \vec{i}_1 trong thời gian T_2 và thời gian còn lại $(T_s - T_1 - T_2)$ là để thực hiện vector không \vec{i}_0 .

$$\vec{I} = \frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{i}_6 + \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{i}_1 + \frac{T_0}{T_s} \cdot \vec{i}_0 \quad (5.123)$$

$$T_1 = \frac{I}{\frac{2I}{\sqrt{3}}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cdot T_s = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \cdot T_s \quad (5.124)$$

$$T_2 = \frac{I}{\frac{2I}{\sqrt{3}}} \cdot \sin \gamma \cdot T_s = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin \gamma \cdot T_s$$

$$T_0 = T_S - T_1 - T_2$$



H5.55

Với γ là góc hợp bởi vector dòng điện \vec{i} tại thời điểm đang xét với vector cơ bản thứ nhất. Ví dụ nếu vector \vec{i} nằm trong góc phần sáu hợp bởi vector \vec{i}_1 và \vec{i}_6 , góc γ sẽ tạo thành bởi hai vector \vec{i}_6 và \vec{i} .

Xét trong khoảng góc phần sáu hình lục giác bị giới hạn bởi hai vector dòng điện cơ bản \vec{i}_6 và \vec{i}_1 . Giả sử ta thực hiện điều khiển vector dòng điện để vector trung bình di chuyển trên quỹ đạo đường tròn đạt vị trí các điểm 1,2,3,4 và 5 như trên hình vẽ H5.55b. Trong chu kỳ lấy mẫu T_S , điều này có thể thực hiện nhờ thực hiện quá trình kích đóng S_6, S_1 để đạt vector \vec{i}_6 (kích đóng) trong thời gian T_1 và kích đóng S_1, S_2 để đạt vector \vec{i}_1 trong thời gian T_2 và kích đóng S_1, S_4 để đạt vector \vec{i}_0 trong thời gian T_0 —xem hình H5.55c. Các thời gian T_1, T_2 và T_0 được xác định từ vị trí vector dòng điện trung bình yêu cầu.

Tồn tại điểm khác biệt của điều chế vector trung bình trong bộ nghịch lưu dòng điện so với trường hợp điều khiển vector trung bình của bộ nghịch lưu áp. Trong bộ nghịch lưu áp, độ lớn các vector đỉnh hình lục giác không thay đổi khi biên độ áp tải thay đổi và phải sử dụng điều khiển thời gian tác động vector không \vec{v}_0 để thiết lập modul và pha của vector điện áp trung bình. Trong nghịch lưu dòng các vector đỉnh hình lục giác có độ lớn thay đổi tùy theo dòng điện qua mạch dc và độ lớn vector dòng điện được điều khiển bằng cách điều khiển thay đổi dòng nguồn I mạch dc (ví dụ bằng bộ chỉnh lưu). Do đó, trật tự và thời gian tác động các vector đỉnh cơ bản dòng điện chỉ nhằm điều khiển pha của vector trung bình. Với một giá trị dòng điện I cho trước, phương pháp điều chế vector

dòng điện sẽ thiết lập vector dòng điện di chuyển trên đường tròn nội tiếp với bán kính I và đó cũng chính là biên độ thành phần hài cơ bản dòng điện tải. Như vậy, khi thay đổi điều chỉnh dòng điện qua bộ nghịch lưu trong phạm vi $(0, I_{\max})$, điều chế vector dòng điện sẽ tạo nên dòng điện qua pha tải với biên độ sóng hài cơ bản thay đổi trong phạm vi $(0, I_{\max})$.

Nếu sử dụng *định nghĩa chỉ số điều chế vector dòng điện* tương tự như đối với bộ nghịch lưu áp, ta thấy trong trường hợp bộ nghịch lưu dòng, phương pháp điều chế vector đạt được *chỉ số điều chế dòng cực đại* bằng:

$$m_{I_max} = \frac{I_{\max}}{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{\max}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0,907 \quad (5.125)$$

Với $\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{\max}$ là biên độ thành phần cơ bản dòng điện tải đạt được từ phương pháp điều khiển sáu bước.

Khả năng điều chế mở rộng (overmodulation) có thể thực hiện trên kỹ thuật tương tự đã sử dụng đối với bộ nghịch lưu áp.

Ví dụ 5.12:

Cho bộ nghịch lưu dòng ba pha. Dòng nguồn dc bằng 100A. Xác định trị hiệu dụng dòng điện qua linh kiện và dòng qua tải.

Giải:

Trị hiệu dụng dòng qua linh kiện: $I_{VRMS} = \frac{100}{\sqrt{3}} = 57,74A$

Trị hiệu dụng dòng qua tải: $I_{IRMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 100 = 81,65A$

Ví dụ 5.13:

Bộ biến tần dòng ba pha gồm bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều khiển hoàn toàn mắc nối tiếp, cuộn kháng nắn dòng với độ từ cảm rất lớn làm dòng qua nó phẳng và bộ nghịch lưu dòng ba pha. Tải ba pha đối xứng, mỗi pha tải gồm $R = 1\Omega$, $L = 0,01H$. Cho biết nguồn xoay chiều ba pha có áp pha hiệu dụng $U_f = 220V$, $\omega = 314[\text{rad/s}]$. Bộ biến tần dòng được điều khiển theo phương pháp 6 bước (six-step method)

Cho dòng điện qua cuộn kháng lọc $i = I = 100A$

- Tính trị hiệu dụng dòng tải ;
- Tính trị hiệu dụng hài cơ bản và hài bậc 3,5 của dòng tải;
- Tính góc điều khiển của bộ chỉnh lưu .

Giải:

a. Trị hiệu dụng dòng qua tải :

$$I_t = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{tt}^2 dx \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I^2 dx \right)^{\frac{1}{2}} = I \sqrt{\frac{2}{3}} = 100 \sqrt{\frac{2}{3}} = 81,6[A]$$

b. Trị hiệu dụng sóng hài bậc k của dòng tải :

$$I_{t(k)} = \frac{A_k}{\sqrt{2}} \text{ với}$$

$$A_K = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_t \cdot \sin(K.x) dx = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I \cdot \sin(K.x) dx$$

$$A_K = \frac{2.I}{\pi.K} \left(\cos K \cdot \frac{\pi}{6} - \cos K \cdot \frac{5\pi}{6} \right) = \frac{4.I}{K.\pi} \cdot \sin\left(K \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(K \cdot \frac{\pi}{3}\right)$$

Rõ ràng khi k chẵn hoặc k là bội số của 3 thì $A_K = 0$.

Từ đó:

$$I_{t(1)} = \frac{4.100}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 1} \cdot \sin\left(1 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(1 \cdot \frac{\pi}{3}\right) = 77,96[A]$$

$$I_{t(3)} = 0$$

$$I_{t(5)} = \frac{4.100}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 5} \cdot \sin\left(5 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(5 \cdot \frac{\pi}{3}\right) = -15,59[A]$$

c. Điện áp trung bình ở đầu vào của bộ nghịch lưu dòng :

$$U = 2.R.I = 2.1.100 = 200[V]$$

Đối với bộ chỉnh lưu cầu ba pha:

$$U = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_f \cdot \cos \alpha$$

Từ đó:

$$\cos \alpha = \frac{\pi.U}{3\sqrt{6} \cdot U_f} = \frac{\pi.200}{3\sqrt{6} \cdot 220} = 0,3886$$

$$\Rightarrow \alpha = 1,1716[rad]$$

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

5.7 TÁC DỤNG CỦA SÓNG HÀI BẬC CAO

Ảnh hưởng của sóng hài bậc cao có thể minh họa qua ví dụ tải động cơ xoay chiều

Khi động cơ được cấp bởi nguồn không sin, tổn hao phát sinh lớn hơn so với trường hợp nguồn dạng sin, gây ra do tác dụng của các sóng hài bậc cao của áp nguồn.

Tổn hao trong cuộn stator và rotor do thành phần hài cơ bản sẽ tăng lên do tác dụng của sóng hài bậc cao làm tăng dòng điện từ hóa.

Hiệu ứng bề mặt làm tăng điện trở mạch rotor.

Tổn hao trong cuộn rotor là một trong những nguyên nhân chủ yếu làm giảm hiệu suất động cơ không đồng bộ khi mắc vào nguồn điện áp không sin.

Ngoài ra, các bộ phận bằng sắt có tổn hao tăng lên do tác động nguồn không sin, tổn hao này bao gồm tổn hao do dòng điện xoáy và tổn hao do mạch từ trễ

Các hài bậc cao còn tạo nên các thành phần moment phụ bao gồm moment dạng không xung và moment dạng xung. Moment dạng không xung có độ lớn không đáng kể so với moment hài cơ bản. Moment dạng không xung tạo thành do tương tác của các hài cùng bậc của từ thông qua khe hở không khí và dòng rotor.

Moment dạng xung do tác dụng của các hài khác bậc của từ thông và của dòng điện rotor tạo nên. Trị trung bình của moment này bằng không. Thành phần moment xung do hài cơ bản của từ thông và các hài bậc cao của dòng rotor có tác dụng chủ yếu.

Các moment xung tác động làm thay đổi vận tốc tức thời của động cơ. Ở vận tốc thấp, động cơ có thể chạy không êm và do đó moment xung làm giới hạn phạm vi điều chỉnh vận tốc động cơ. Moment xung có thể gây hỏng hóc các bộ phận cơ khí của truyền động nếu động cơ chạy ở vận tốc thấp và moment xung có tần số gần với tần số cộng hưởng của bộ phận cơ khí.

Do đó, các thành phần sóng hài của áp ra cần được hạn chế đến mức tối đa. Điều này có thể thực hiện bằng cách chọn cấu hình bộ nghịch lưu thích hợp, bằng kỹ thuật điều chế độ rộng xung, tăng số pha ở ngõ ra.

Biên độ các sóng hài có thể xác định dựa theo khai triển chuỗi Fourier của điện áp ngõ ra.

$$u_t = U_{tAV} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin(k.x) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cos(k.x)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \sin(k.x) dx ; b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \cos(k.x) dx$$

$$U_{tAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_t dx$$

Biên độ sóng hài bậc k: A_k

$$A_k = (a_k^2 + b_k^2)^{\frac{1}{2}}$$

Thông thường dạng áp tải có tính chất của hàm lẻ, do đó:

$$b_k = 0, A_k = a_k$$

Biên độ sóng hài cơ bản $U_{t(1)m}$:

$$U_{t(1)m} = A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \sin x dx$$

và biên độ sóng hài bậc k:

$$U_{t(k)m} = A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_t \cdot \sin(k.x) dx$$

5.8 BỘ BIẾN TẦN GIÁN TIẾP

Bộ biến tần dùng để chuyển đổi điện áp hoặc dòng điện xoay chiều ở đầu vào từ một tần số này thành điện áp hoặc dòng điện có một tần số khác ở đầu ra.

Ứng dụng: Bộ biến tần thường được sử dụng để điều khiển vận tốc động cơ xoay chiều theo phương pháp điều khiển tần số, theo đó tần số của lưới nguồn sẽ thay đổi thành tần số biến thiên. Ngoài việc thay đổi tần số còn có sự thay đổi tổng số pha. Từ nguồn lưới một pha, với sự giúp đỡ của bộ biến tần ta có thể mắc vào tải động cơ ba pha. Bộ biến tần còn được sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật nhiệt điện. Bộ biến tần trong trường hợp này cung cấp năng lượng cho lò cảm ứng.

PHÂN LOẠI

1/- Theo tổng số pha, các bộ biến tần

a/- Một pha

b/- Ba pha

c/- m pha

2/- Theo cấu trúc mạch điện, các bộ biến tần

a/- Gián tiếp (mạch chứa khâu trung gian một chiều), trong đó ta phân biệt biến tần dùng bộ nghịch lưu áp và biến tần dùng bộ nghịch lưu dòng với quá trình chuyển mạch phụ thuộc mạch nguồn hoặc với quá trình chuyển mạch cưỡng bức.

b/- Trực tiếp (không có mạch trung gian một chiều)- còn gọi là cycloconvertor. Bộ biến tần trực tiếp có thể hoạt động

- Với quá trình chuyển mạch phụ thuộc bên ngoài: tín hiệu điều khiển có dạng hình thang hoặc dạng điều hòa;

- Với quá trình chuyển mạch cưỡng bức (ít gặp).

Trường hợp quá trình chuyển mạch phụ thuộc mạch nguồn có thể chia làm hai trường hợp: trường hợp với dòng điện cân bằng và trường hợp không có dòng điện cân bằng

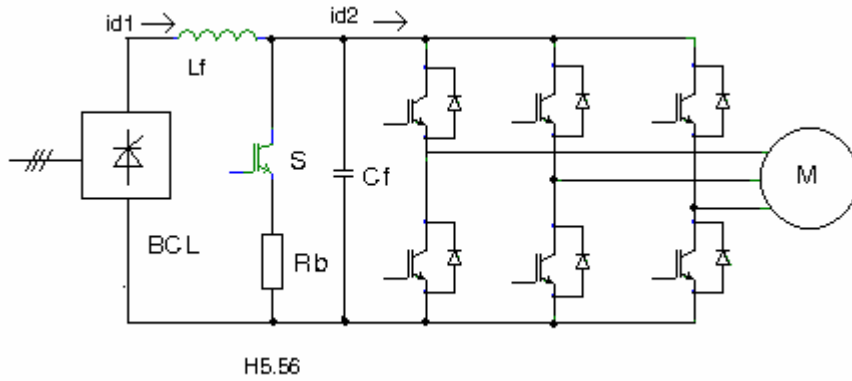
5.8.1 - BỘ BIẾN TẦN GIÁN TIẾP

Cấu tạo của bộ biến tần gián tiếp gồm có bộ chỉnh lưu với chức năng chỉnh lưu điện áp xoay chiều với tần số cố định ở ngõ vào và bộ nghịch lưu thực hiện việc chuyển đổi điện áp (hoặc dòng điện) chỉnh lưu sang dạng áp hoặc dòng xoay chiều ở ngõ ra. Bằng cấu trúc như trên, ta có thể điều khiển tần số ra một cách độc lập không phụ thuộc tần số vào

Các bộ biến tần gián tiếp thường hoạt động với công suất khoảng từ kW đến vài trăm kW. Phạm vi hoạt động của tần số khoảng vài phần chục Hz đến vài trăm Hz. Công suất tối đa của chúng có thể lên đến vài MW và tần số tối đa khoảng vài chục kHz (trong kỹ thuật nhiệt điện - lò cao tần).

** Bộ biến tần áp gián tiếp*

Cấu trúc mạch được vẽ trên hình H5.56



Mạch trung gian một chiều: có chứa tụ lọc với điện dung khá lớn C_f (khoảng vài ngàn μF) mắc vào ngõ vào của bộ nghịch lưu. Điều này giúp cho mạch trung gian hoạt động như nguồn điện áp. Tụ điện cùng với cuộn cảm L_f của mạch trung gian tạo thành mạch lọc nắn điện áp chỉnh lưu. Cuộn kháng L_f có tác dụng nắn dòng điện chỉnh lưu. Trong nhiều trường hợp, cuộn kháng L_f không xuất hiện trong cấu trúc mạch và tác dụng nắn dòng của nó có thể được thay thế bằng cảm kháng tản máy biến áp cấp nguồn cho bộ chỉnh lưu. Do tác dụng của diode nghịch đảo bộ nghịch lưu, điện áp đặt trên tụ chỉ có thể đạt các giá trị dương. Tụ điện còn thực hiện chức năng trao đổi năng lượng ảo giữa tải của bộ nghịch lưu và mạch trung gian bằng cách cho phép dòng i_{d2} thay đổi chiều nhanh không phụ thuộc vào chiều của dòng i_{d1} .

Bộ nghịch lưu áp: dạng một pha hoặc ba pha. Quá trình chuyển mạch của bộ nghịch lưu áp thường là quá trình chuyển đổi cường bức. Trong trường hợp đặc biệt bộ nghịch lưu làm việc không có quá trình chuyển mạch hoặc với quá trình chuyển mạch phụ thuộc bên ngoài. Từ đó, ta có hai trường hợp bộ biến tần với quá trình chuyển mạch độc lập và quá trình chuyển mạch phụ thuộc bên ngoài.

Bộ chỉnh lưu: có nhiều dạng khác nhau, mạch tia, mạch cầu một pha hoặc ba pha. Thông thường ta gặp mạch cầu ba pha. Nếu như bộ chỉnh lưu một pha và bộ nghịch lưu ba pha, bộ biến tần thực hiện cả chức năng bộ biến đổi tổng số pha.

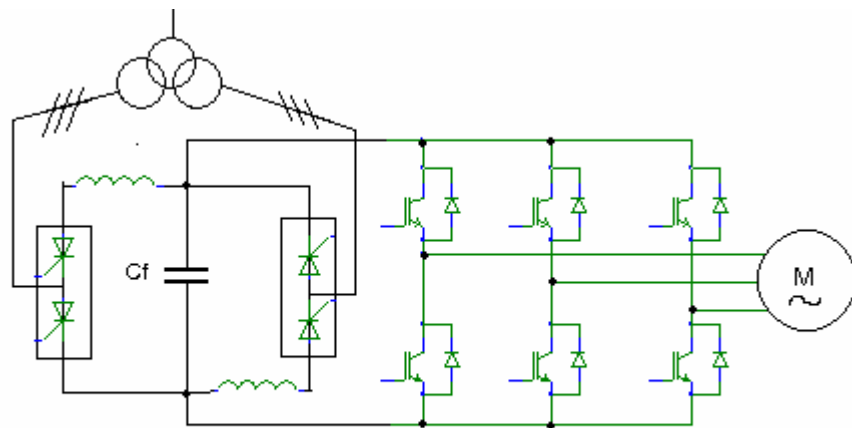
Khi áp dụng phương pháp điều khiển theo biên độ cho điện áp tải xoay chiều ra bộ chỉnh lưu phải là bộ chỉnh lưu điều khiển.

Thông thường, bộ chỉnh lưu có dạng không điều khiển, bao gồm các diode mắc dạng mạch cầu. Độ lớn điện áp và tần số áp ra của bộ nghịch lưu còn có thể điều khiển thông qua phương pháp điều khiển xung thực hiện trực tiếp ngay trên bộ nghịch lưu. Ở chế độ máy phát của tải (chẳng hạn khi hãm động cơ không đồng bộ), năng lượng hãm được trả ngược về mạch một chiều và nạp cho tụ lọc C_f . Năng lượng nạp về trên tụ làm điện áp nó tăng lên và có thể đạt giá trị lớn có thể gây quá áp. Để loại bỏ hiện tượng quá điện áp trên tụ C_f , một số biện pháp sau đây có thể thực hiện. Phương pháp đơn giản nhất là tác dụng đóng mạch xả điện áp trên tụ qua một điện trở mắc song song với tụ. Việc đóng mạch xả tụ thực hiện nhờ công tắc bán dẫn S- hình H5.56 (chẳng hạn điều khiển áp tụ giữa hai giá trị biên) dựa theo kết quả so sánh tín hiệu điện áp đo được trên tụ với một giá trị điện áp đặt trước cho phép

Một biện pháp khác là thực hiện đưa năng lượng quá áp trên tụ C_f về nguồn lưới điện xoay chiều. Trong trường hợp này, bộ biến tần được trang bị bộ chỉnh lưu kép (hình H5.57). Khả năng bộ chỉnh lưu kép cho phép thực hiện đảo chiều dòng điện qua bộ chỉnh

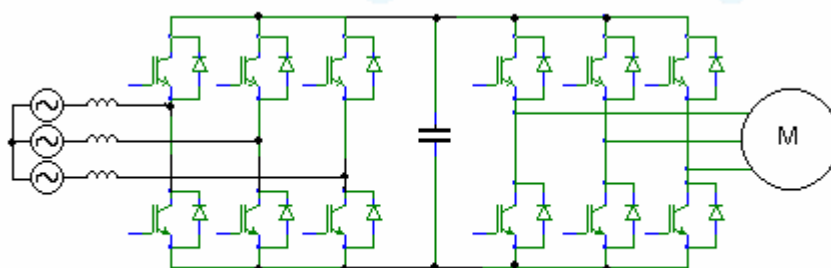
Điện tử công suất 1

lưu và bằng cách này, trong điều kiện chiều điện áp tụ lọc không đổi dấu, năng lượng được trả về lưới điện xoay chiều qua bộ chỉnh lưu.



H5.57

Xu hướng nâng cao chất lượng điện năng bằng cách sử dụng loại chỉnh lưu điều rộng xung (boost PWM Rectifier) đã cho phép thực hiện trả công suất về nguồn với hệ số công suất cao (gần như bằng một) (hình H5.58). Dòng điện đi qua nguồn lưới xoay chiều có dạng gần như sin và cùng pha với điện áp xoay chiều.

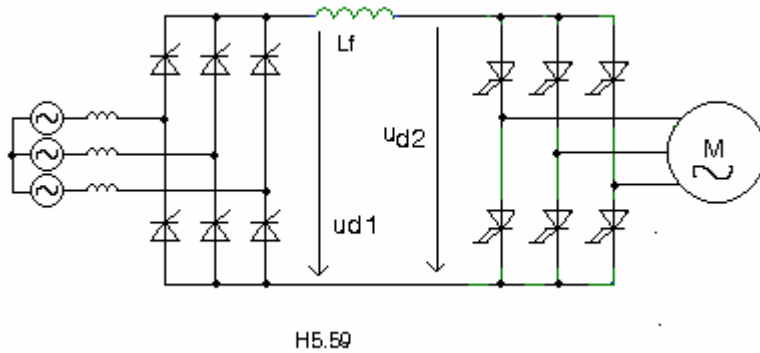


H5.58

* Bộ biến tần dòng gián tiếp

Sơ đồ mạch được vẽ trên hình H5.59.

Mạch trung gian chỉ có cuộn cảm L_f (khoảng vài mH). Nhờ nó, mạch trung gian thực hiện chức năng nguồn dòng điện của bộ nghịch lưu. Dòng điện của mạch trung gian có chiều không thay đổi. Dòng được cuộn cảm nắn. Cuộn cảm còn thực hiện chức năng trao đổi năng lượng ảo giữa tải tiêu thụ và mạch trung gian. Cuộn cảm tạo điều kiện cho quá trình thay đổi chiều của điện áp u_{d2} xảy ra nhanh chóng không phụ thuộc vào điện áp chỉnh lưu u_{d1} .

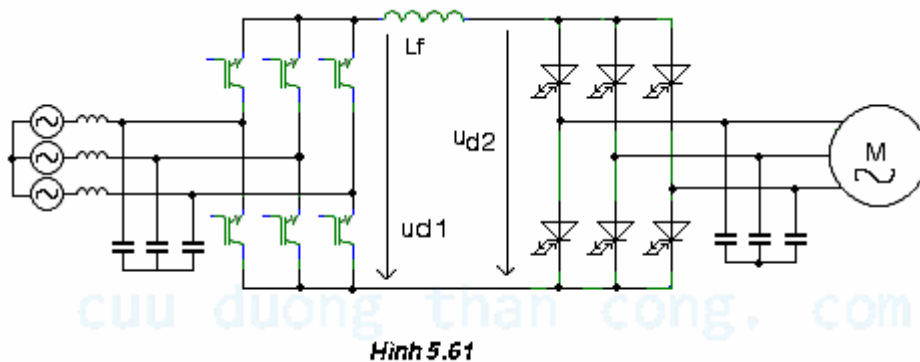


Bộ nghịch lưu dòng: một pha hoặc thường gặp hơn ở dạng ba pha. Tùy theo trường hợp, có thể là bộ nghịch lưu với quá trình chuyển mạch cưỡng bức hoặc quá trình chuyển mạch phụ thuộc. *Bộ nghịch lưu dòng với quá trình chuyển mạch phụ thuộc về bản chất là bộ chỉnh lưu có quá trình chuyển mạch phụ thuộc vào điện áp xoay chiều của tải và hoạt động trong chế độ nghịch lưu.* Từ đó, ta phân biệt các bộ biến tần với quá trình chuyển mạch cưỡng bức và bộ biến tần với quá trình chuyển mạch phụ thuộc.

Điều khiển bộ nghịch lưu dòng có thể thực hiện theo phương pháp điều biên hoặc dùng kỹ thuật điều chế độ rộng xung.

Bộ chỉnh lưu: có nhiều dạng, mạch tia, mạch cầu, một pha hoặc ba pha. Khi cần đòi hỏi phải truyền năng lượng theo hai chiều, ta chỉ cần bộ chỉnh lưu đơn với điện áp đổi dấu được. Ta thường sử dụng mạch cầu ba pha điều khiển. Trong mọi trường hợp, dòng điện qua mạch dc phải được điều khiển về biên độ. Do đó, bộ chỉnh lưu không điều khiển (gồm các diode) không thể sử dụng được ở đây. Để giảm bớt hiện tượng quá điện áp trên các chi tiết bán dẫn của bộ nghịch lưu, ta có thể sử dụng bộ nghịch lưu với tụ hạn chế quá điện áp mắc song song với tải hoặc sử dụng mạch tích năng lượng.

Các cấu trúc bộ biến tần dòng hiện đại sử dụng bộ chỉnh lưu điều khiển độ rộng xung, (buck PWM rectifier) (hình H5.60), cấu trúc loại này cho phép bộ chỉnh lưu làm việc với hệ số công suất cao.



5.9 BỘ BIẾN TẦN TRỰC TIẾP (CYCLOCONVERTER)

Bộ biến tần trực tiếp-Cycloconverter, tạo nên điện áp xoay chiều ở ngõ ra với trị hiệu dụng và tần số điều khiển được. Nguồn điện áp xoay chiều với tần số và biên độ không đổi cung cấp năng lượng cho bộ biến tần này.

Bộ biến tần trực tiếp dùng để điều khiển truyền động động cơ điện xoay chiều.

Theo quá trình chuyển mạch, bộ biến tần trực tiếp được phân biệt làm hai loại: bộ biến tần có quá trình chuyển mạch phụ thuộc và bộ biến tần có quá trình chuyển mạch cưỡng bức.

Bộ biến tần trực tiếp với quá trình chuyển mạch cưỡng bức chứa các linh kiện tự chuyển mạch như GTO, transistor. Chúng được trình bày về nguyên lý hoạt động trong chương bộ biến đổi ma trận (Matrix converter).

Bộ biến tần với quá trình chuyển mạch phụ thuộc được sử dụng nhiều trong công nghiệp. Tính phụ thuộc ở đây biểu hiện khả năng ngắt dòng điện qua linh kiện thực hiện nhờ tác dụng của điện áp nguồn xoay chiều hoặc sức điện động xoay chiều của tải. Do đó, mạch chỉ cần trang bị thyristor thông thường. Với tải công suất lớn, việc sử dụng linh kiện chuyển mạch tự nhiên như SCR có ý nghĩa rất quan trọng vì hiệu quả kinh tế của thiết bị.

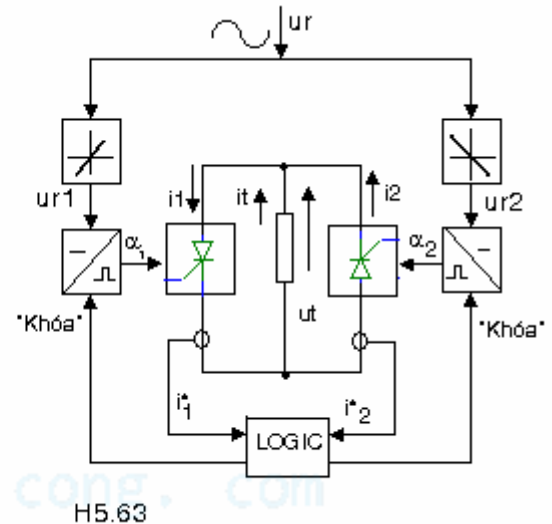
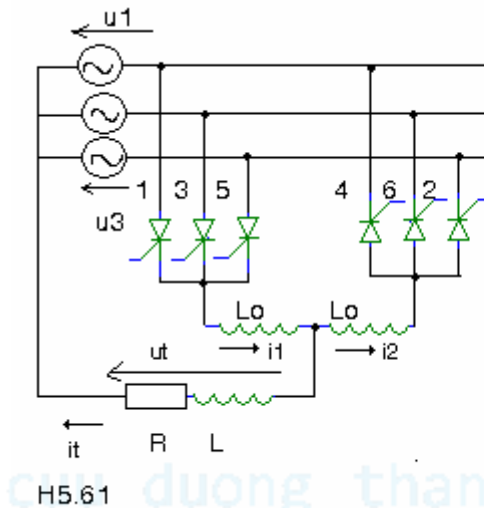
Do phụ thuộc vào điện áp xoay chiều của nguồn nên tần số điện áp ở ngõ ra bị giới hạn ở mức thấp hơn tần số điện áp nguồn. Bộ biến tần này được ứng dụng trong các truyền động động cơ công suất lớn tốc độ chậm.

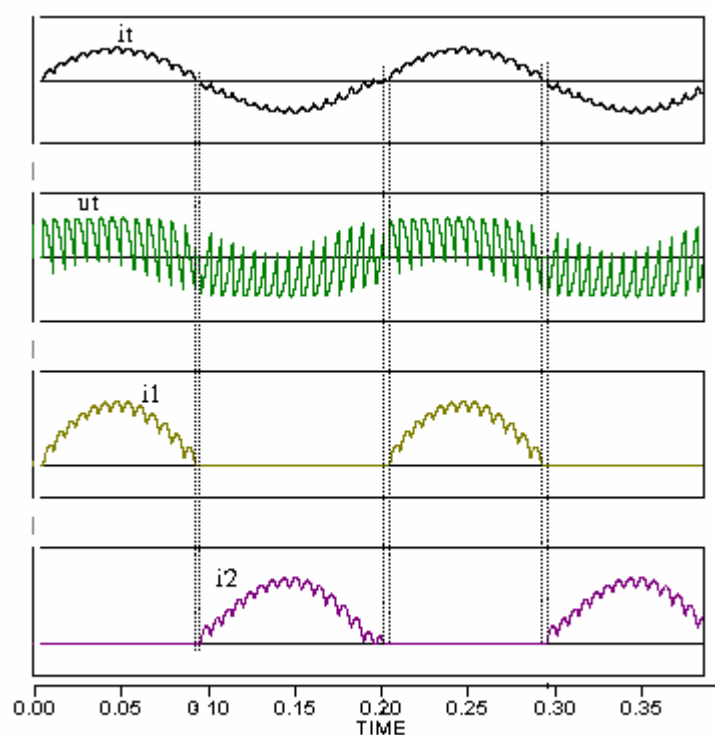
5.9.1 BỘ BIẾN TẦN TRỰC TIẾP MỘT PHA

*** Phân tích hoạt động bộ biến tần trực tiếp với quá trình chuyển mạch phụ thuộc điện áp nguồn xoay chiều**

Sơ đồ cấu tạo và nguyên lý hoạt động.

Xét bộ biến tần trực tiếp một pha trên hình vẽ H5.61.

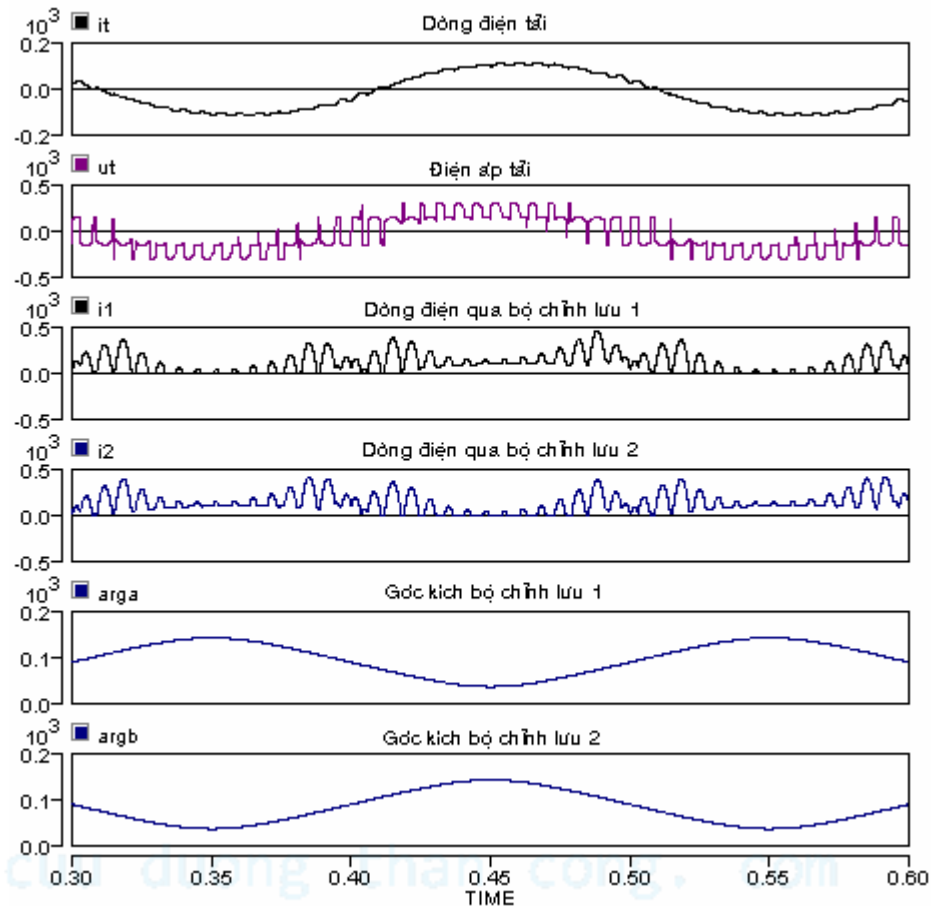




H5.62a Điều khiển riêng

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com



Hình 5.63. Cycloconverter 1 pha gồm 2 BCL tia 3 pha – Điều khiển đồng thời

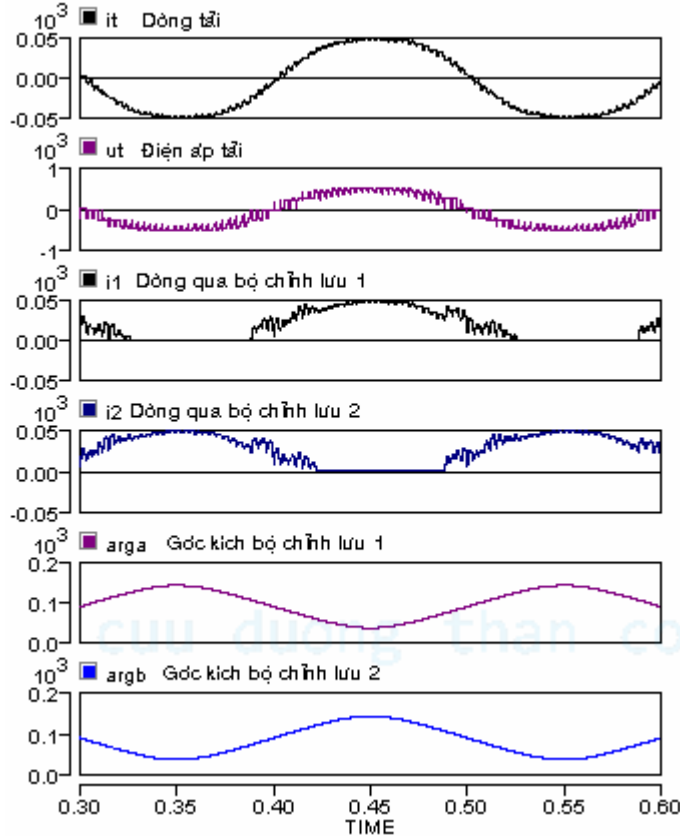
Bộ biến tần có cấu tạo của bộ chỉnh lưu kép. Do đó, phân tích hoạt động và phương pháp điều khiển bộ biến tần giống như bộ chỉnh lưu kép. Điều khác biệt so với chức năng của bộ chỉnh lưu kép là bộ biến tần có quá trình điện áp trên tải - tức điện áp chỉnh lưu đổi dấu một cách liên tục và tuần hoàn.

Sơ đồ điều khiển bộ biến tần trực tiếp theo phương pháp điều khiển riêng được vẽ minh họa trên hình H5.63. Mạch logic liên quan đến các tín hiệu được mô tả kèm theo bảng B5. Quá trình điện áp và dòng điện các phần tử mạch được vẽ trên hình H5.62a. Theo đó, tồn tại một khoảng thời gian dòng tải bằng zero khi nó thực hiện đổi dấu từ dương sang âm và ngược lại.

Bảng B5.

$\text{Sgn}(u_r)$	$\text{Sgn}(u_{r1})$	$\text{Sgn}(u_{r2})$	I_1^*	I_2^*	α_1	α_2
+	+	-	≥ 0	0	$0 \leq \alpha_1 < \pi/2$	Khóa
-	-	+	> 0	0	$\pi/2 \leq \alpha_1 < \pi$	Khóa
-	-	+	0	0	Khóa	Khóa trong thời gian t_b
-	-	+	0	≥ 0	Khóa	$0 \leq \alpha_2 < \pi/2$
+	+	-	0	> 0	Khóa	$\pi/2 \leq \alpha_2 < \pi$
+	+	-	0	0	Khóa trong thời gian t_b	Khóa

Đồ thị điện áp và dòng điện tải cũng như đồ thị các dòng điện thành phần đi qua các bộ chỉnh lưu tia 3 xung trong trường hợp điều khiển đồng thời các bộ chỉnh lưu được vẽ trên hình H5.62b. Điện áp tải xoay chiều tạo thành có thể phân tích thành sóng hài cơ bản có tần số bằng tần số yêu cầu của áp tải và các sóng bậc cao với tần số phụ thuộc vào số xung điện áp chỉnh lưu.



Chất lượng điện áp và dòng điện tải được cải thiện rõ rệt với bộ chỉnh lưu nhiều xung, ví dụ trường hợp cycloconverter gồm các bộ chỉnh lưu cầu ba pha tạo nên có dạng sóng điện áp và dòng điện tải cho trên hình H5.64.

Quan hệ giữa điện áp điều khiển và điện áp tải.

Điện áp điều khiển cho mỗi tải nghịch lưu có thể chọn dạng sin (hoặc dạng chữ nhật, dạng hình thang....). Điện áp điều khiển và sóng hài cơ bản của áp tải có tần số bằng nhau và biên độ tỉ lệ với nhau.

Ta giả thiết rằng, chu kỳ áp điều khiển lớn hơn nhiều so với chu kỳ áp chỉnh lưu (sử dụng bộ chỉnh lưu 24,36....xung). Do đó, có thể xem quá trình áp điều khiển không thay đổi trong chu kỳ đang xét, tương tự như vậy sóng hài cơ bản điện áp của tải tạo thành có độ lớn không đổi trong chu kỳ đang xét và bằng chính trị trung bình điện áp chỉnh lưu. Điều này có nghĩa là trị tức thời của sóng hài cơ bản của áp ra là trị trung bình điện áp chỉnh lưu tại thời điểm đang xét.

- Gọi: - $u_{t(1)}$ là sóng hài cơ bản của điện áp tải
 - u_{dk} là hàm sóng điều khiển
 - U_{d0} ...trị trung bình điện áp chỉnh lưu khi góc điều khiển bằng 0
 - U_{PM} biên độ điện áp đồng bộ dạng răng cưa hoặc dạng cosin

Ta có:

$$u_{t(1)} = \frac{U_{d0}}{U_{pM}} \cdot u_{dk}$$

Nếu áp điều khiển dạng sin có biên độ là U_{dkM} và tần số ω :

$$u_{dk} = U_{dkM} \cdot \sin(\omega t)$$

Điện áp tải có sóng hài cơ bản thay đổi theo hệ thức:

$$u_{t(1)} = \frac{U_{d0}}{U_{pM}} \cdot U_{dkM} \sin(\omega t)$$

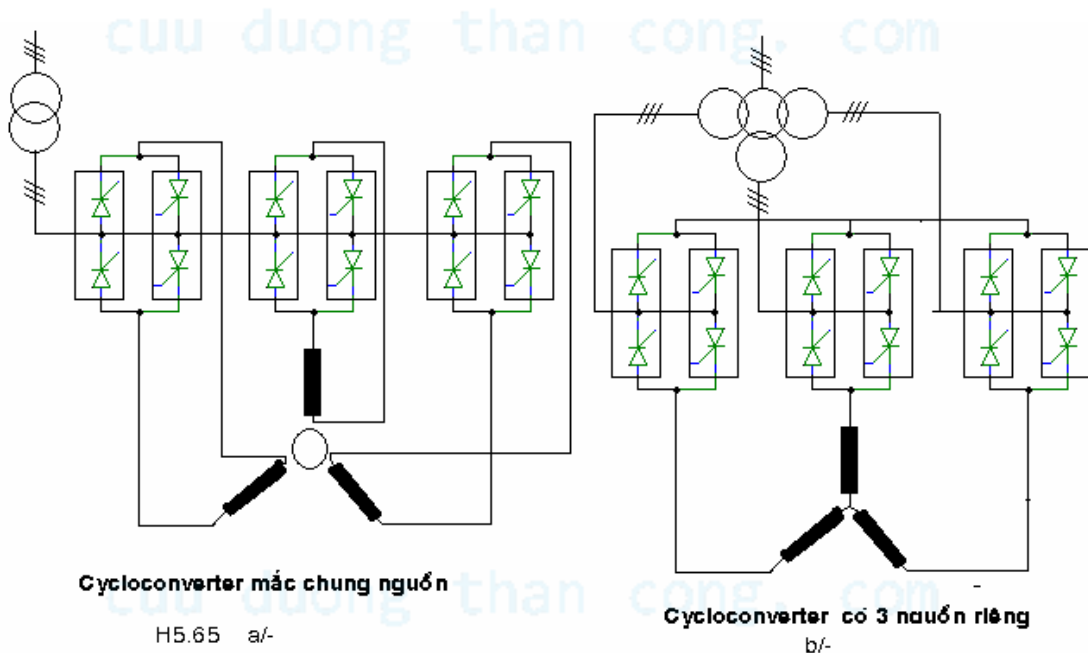
$$\text{với } 0 \leq U_{dkM} \leq U_{pM}$$

Khi sóng điều khiển có biên độ bằng biên độ sóng răng cưa, sóng hài cơ bản của áp tải có biên độ bằng U_{d0} .

5.9.2 BỘ BIẾN TẦN TRỰC TIẾP BA PHA

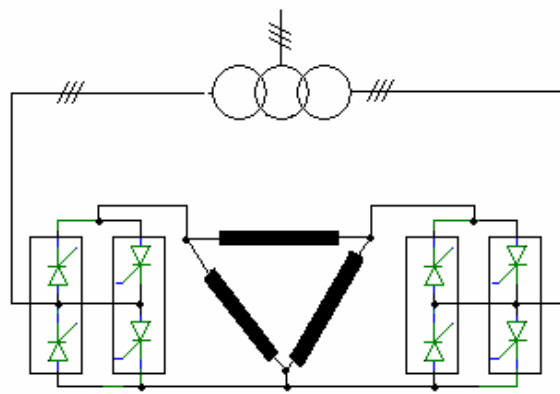
Bộ biến tần trực tiếp có các cấu hình dạng đầy đủ, đối xứng (H5.65a,b), trong đó phụ thuộc kiểu đấu của nguồn, ta phân biệt cấu trúc sử dụng chung nguồn từ một cuộn thứ cấp máy biến áp và cấu trúc có nguồn riêng cho từng pha tải. Cấu trúc có chung cuộn thứ cấp máy biến áp đòi hỏi mạch tải ba pha có điểm trung tính để hở. Nếu các pha tải không thể phân cách độc lập, có thể sử dụng cấu trúc mạch biến tần trực tiếp có nguồn riêng (H5.65b). Với cấu trúc mạch biến tần hình H5.65b sử dụng nguồn chung, khi thực hiện chuyển mạch các linh kiện nhóm nửa trên của mạch cầu, hiện tượng ngắn mạch nguồn có thể xảy ra.

Bộ biến tần trực tiếp ba pha có quá trình chuyển mạch phụ thuộc áp nguồn xoay



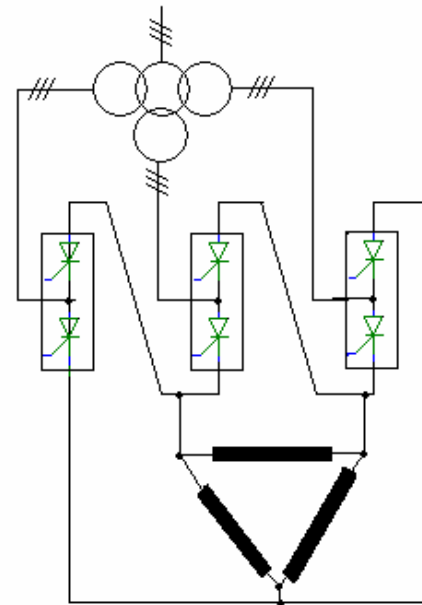
chiều.

Các cấu trúc tiết kiệm linh kiện sẽ tạo nên sự không đối xứng của các nhánh linh kiện. Hai dạng biến tần trực tiếp không đối xứng được vẽ minh họa trên hình H5.65c và H5.65d.



V- Cycloconverter

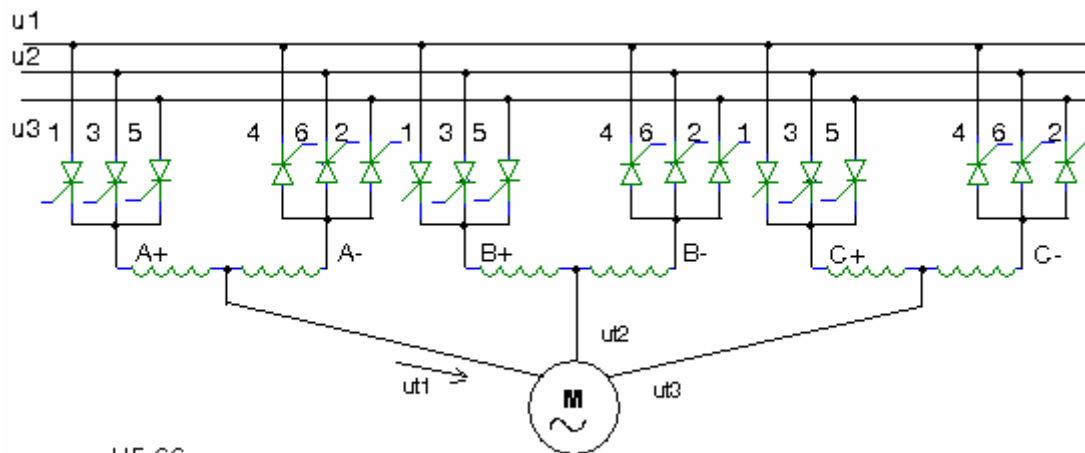
H5.65 c/-



d/-

D-Cycloconverter

Trên hình H5.66 vẽ sơ đồ mạch công suất bộ biến tần trực tiếp gồm các bộ chỉnh lưu tia ba pha với nguồn chung. Các bộ chỉnh lưu kép có thể được điều khiển theo phương pháp riêng lẻ hoặc đồng thời (có dòng cân bằng). Tuy nhiên, việc sử dụng chung nguồn trên trong thực tế sẽ có những khó khăn do quá trình chuyển mạch trong từng nhóm bộ chỉnh lưu tạo nên. Do đó, với yêu cầu chất lượng cao, các bộ chỉnh lưu cho từng pha tải sẽ được đấu vào từng pha nguồn cách ly riêng (hình H5.65b).



H5.66

Tần số hài cơ bản của cơ bản của điện áp ra f_2 cho bởi hệ thức:

$$f_2 = \frac{f_1 \cdot m}{2l + m - 2}$$

với: l là tổng số xung áp chỉnh lưu chứa trong nửa chu kỳ áp tải

m là số pha

f_1 là tần số áp nguồn xoay chiều

Nếu bộ biến tần do các bộ chỉnh lưu kép mạch tia ba pha tạo thành, ta có:

$$f_{2\max} \approx 0,43 f_1 \text{ (thực tế sử dụng đến giới hạn } f_1 / 3 \text{)}$$

và trong trường hợp do các bộ chỉnh lưu kép mạch cầu ba pha tạo thành, ta có:

$$f_{2\max} = 0,6 f_1 \text{ (thực tế khoảng } f_1/2 \text{)}$$

Ưu điểm của bộ biến tần trực tiếp với quá trình chuyển mạch phụ thuộc điện áp nguồn là mạch chỉ cần thyristor thông thường. Nếu số xung áp chỉnh lưu lớn, dạng áp trên tải có dạng gần như sin. Tổn hao phát sinh do đóng ngắt linh kiện thấp, bộ biến tần không cần mạch lọc trung gian nên có hiệu suất cao.

Nếu sự cố xảy ra trong quá trình chuyển mạch ở một pha nào đó, bộ biến tần vẫn tiếp tục hoạt động bình thường dù lưới điện bị biến dạng. Bộ biến tần có khả năng làm việc ở tần số thấp.

Khuyết điểm của mạch là số linh kiện sử dụng nhiều và do đó mạch điều khiển phức tạp. Do bộ biến tần làm việc trên nguyên lý điều khiển pha của bộ chỉnh lưu nên hệ số công suất thấp.

5.9.3 BỘ BIẾN TẦN TRỰC TIẾP VỚI QUÁ TRÌNH CHUYỂN MẠCH PHỤ THUỘC VÀO ÁP TẢI

Sơ đồ mạch công suất giống như trên hình H5.65, tuy nhiên phương cách điều khiển linh kiện SCR khác biệt.

Bộ biến tần trực tiếp với quá trình chuyển mạch phụ thuộc có thể cho điện áp tải với tần số cao hơn tần số nguồn áp xoay chiều nếu điện áp chuyển mạch lấy từ điện áp của tải. Trong trường hợp này, tải có tính dung kháng, chẳng hạn động cơ đồng bộ kích từ dư.

Các bộ chỉnh lưu kép A,B,C được điều khiển để tạo dòng điện qua tải dạng 6 bước. Do đó, tại mỗi thời điểm, chỉ tồn tại dòng điện qua hai nhánh thyristor trong các bộ chỉnh lưu, chẳng hạn dòng qua một thyristor nhóm A^+ và một thyristor nhóm B^- - trạng thái $(A^+ B^-)$. Sự thay đổi vai trò dẫn điện giữa các nhóm tạo nên các trạng thái mạch $(A^+ C^-), (B^+ A^-), (B^+ C^-), (C^+ A^-), (C^+ B^-)$. Thời điểm chuyển mạch giữa các nhánh chẳng hạn từ $(A^+ C^-)$ sang $(B^+ C^-)$ được chọn sao cho áp khóa tồn tại trên thyristor cần đóng. Ví dụ khi A_1 đóng, ta có áp trên B_1 bằng:

$$u_{VB1} = u_{t1} - u_{t2} \quad (\text{giả sử bỏ qua áp trên các cuộn kháng cân bằng}).$$

Khi $u_{VB1} > 0$: xung kích đóng sẽ làm B_1 đóng.

Do điện áp chuyển mạch của A_1 cũng chính là áp khóa trên thyristor B_1 phụ thuộc vào điện áp các pha tải nên quá trình chuyển mạch ở đây được gọi là quá trình chuyển mạch phụ thuộc vào áp tải.

Khi điện áp trên tải nhỏ (chẳng hạn động cơ chạy với vận tốc chậm), điện áp chuyển mạch không đủ tin cậy, việc kích đóng và ngắt thyristor có thể dựa vào điện áp nguồn xoay chiều. Lúc đó, quá trình chuyển mạch phụ thuộc áp nguồn xoay chiều. Ví dụ để ngắt dòng điện đang dẫn qua thyristor A_1 của nhóm A^+ và đóng thyristor B_3 của nhóm B^+ , xung kích đưa vào B_3 tại thời điểm mà điện áp trên u_{B3} dương tức là:

$$u_{B3} = u_3 - u_1 + u_{t1} - u_{t2} \approx u_3 - u_1 > 0 \text{ (do } u_{t1}, u_{t2} \text{ nhỏ)}$$

5.10 SO SÁNH BỘ BIẾN TẦN TRỰC TIẾP VÀ BỘ BIẾN TẦN GIÁN TIẾP

Điện tử công suất 1

Phạm vi hoạt động của điện áp ra: tương đối nhỏ trong trường hợp bộ biến tần trực tiếp với quá trình chuyển mạch phụ thuộc bên ngoài (0 đến 25Hz) và khá cao trong trường hợp bộ biến tần gián tiếp (vài phần chục của Hz đến vài ngàn Hz)

Dạng của sóng điện áp ra: thuận lợi hơn trong trường hợp bộ biến tần trực tiếp, đối với chúng, ta có thể dùng các mạch điều khiển đơn giản để đạt được dạng dòng điện tải gần như hình sin.

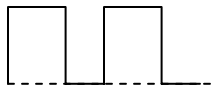
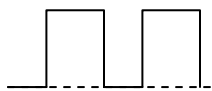
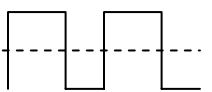
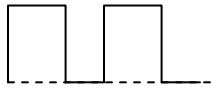
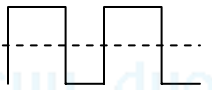
Phương pháp chuyển mạch: rất thuận tiện trong trường hợp bộ biến tần trực tiếp. Do tác dụng của quá trình chuyển mạch phụ thuộc bên ngoài trong các bộ biến tần trực tiếp với quá trình chuyển mạch phụ thuộc, ta có thể đạt công suất rất lớn hàng chục MW so với trường hợp bộ biến tần gián tiếp với quá trình chuyển mạch độc lập (khoảng đơn vị MW). Quá trình chuyển mạch độc lập của các bộ biến tần gián tiếp đòi hỏi ít chi tiết bán dẫn so với trường hợp bộ biến tần trực tiếp. Chẳng hạn, bộ biến tần gián tiếp ba pha gồm 12 thyristor chỉnh và các bộ chuyển mạch. Bộ biến tần trực tiếp ba pha gồm các bộ chỉnh lưu 6 xung đòi hỏi đến 36 thyristor

Hệ số công suất: tốt nhất trong bộ biến tần gián tiếp sử dụng phương pháp điều khiển độ xung rộng của điện áp ra (PWM).

cuu duong than cong. com

cuu duong than cong. com

CÁC BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU

Stt	BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU	DẠNG ĐIỆN ÁP TẢI	TRỊ TRUNG BÌNH ĐIỆN ÁP TẢI	PHẠM VI THAY ĐỔI ĐIỆN ÁP VÀ DÒNG ĐIỆN TẢI	GHI CHÚ
01	BỘ GIẢM ÁP		$U_t = U_d \frac{T_1}{T}$	$0 \leq U_t \leq U_d$ $0 \leq I_t$	Giả thiết dòng tải liên tục
02	BỘ TĂNG ÁP		$U_t = U_d (1 - \frac{T_1}{T})$	$0 \leq U_t \leq U_d$ $0 \geq I_t$	Giả thiết dòng tải liên tục
03	BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU TỔNG QUÁT		$U_t = U_d (\frac{2T_1}{T} - 1)$	$-U_d \leq U_t \leq U_d$ $I_t \leq 0, I_t \geq 0$	
04	BỘ BIẾN ĐỔI MỘT CHIỀU KÉP ĐẢO DÒNG		$U_t = U_d \frac{T_1}{T}$	$0 \leq U_t \leq U_d$ $I_t \leq 0, I_t \geq 0$	
05	BỘ BIẾN ĐỔI MỘT CHIỀU KÉP ĐẢO ÁP		$U_t = U_d (\frac{2T_1}{T} - 1)$	$-U_d \leq U_t \leq U_d$ $I_t \geq 0$	Giả thiết dòng tải liên tục

U_d ... điện áp nguồn một chiều

U_t, I_t ... trị trung bình điện áp và dòng điện tải; T ... chu kỳ đóng ngắt.

T_1 ... thời gian đóng công tắc (trường hợp 1/-, 2/-) hoặc thời gian đóng công tắc theo chiều dương của dòng điện tải (3/-, 4/-, 5/).

T_2 ... thời gian ngắt công tắc (trường hợp 1/-, 2/-) hoặc thời gian đóng công tắc theo chiều âm của dòng điện tải

CÁC HỆ THỨC CƠ BẢN BỘ BIẾN ĐỔI ÁP XOAY CHIỀU 1 PHA

STT	TẢI	PHẠM VI ĐIỀU KHIỂN	TRỊ HIỆU DỤNG ÁP TẢI	TRỊ HIỆU DỤNG DÒNG TẢI	HỆ SỐ CÔNG SUẤT	GHI CHÚ
01	R	$0 \leq \alpha < \pi$	$U \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$	$\frac{U}{R} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$	$\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$	
02	L	$\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \pi$	$U \cdot \sqrt{2(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi})}$	$\frac{U}{\omega L} \cdot \sqrt{2(1 - \frac{\alpha}{\pi})(1 + 2 \cos^2 \alpha) + \frac{3}{\pi} \sin 2\alpha}$		$\varphi = \frac{\pi}{2}$
		$\frac{\pi}{2} \geq \alpha \geq 0$	U	$\frac{U}{\omega L}$	0	vùng không điều khiển được áp tải
03	RL	$\varphi \leq \alpha < \pi$	$U_t(\alpha, R, L)$	$I_t(\alpha, R, L)$	$PF(\alpha, R, L)$	$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}$
		$\varphi \geq \alpha \geq 0$	U	$\frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$	$\cos \varphi$	vùng không điều khiển được áp tải

BỘ BIẾN ĐỔI ÁP XOAY CHIỀU 3 PHA

STT	CẤU HÌNH	TẢI	PHẠM VI GÓC ĐIỀU KHIỂN	TRỊ HIỆU DỤNG ÁP TẢI	TRỊ HIỆU DỤNG DÒNG TẢI	GHI CHÚ
01	điều khiển hoàn toàn 6 SCR	R	$0 \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}$	$0 \leq U_t(\alpha) \leq U$	$I_t(\alpha)$	
		L	$\frac{\pi}{2} \geq \alpha \geq 0$	U	$\frac{U}{\omega L}$	vùng không điều khiển được áp tải
			$\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}$	$0 \leq U_t(\alpha) \leq U$	$I_t(\alpha)$	
02	điều khiển bán phần (3SCR, 3 diode)	R	$0 \leq \alpha < \frac{7\pi}{6}$	$0 \leq U_t(\alpha) \leq U$	$I_t(\alpha)$	
		L	$\frac{\pi}{2} \geq \alpha \geq 0$	U	$\frac{U}{\omega L}$	vùng không điều khiển được áp tải
			$\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{7\pi}{6}$	$0 \leq U_t(\alpha) \leq U$	$I_t(\alpha)$	

U_m, U : biên độ, trị hiệu dụng điện áp của mỗi pha nguồn AC; $U_m = \sqrt{2} U$